

Секция № 1

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ НЕСКОЛЬКИХ ЦЕЛЕЙ В РАДИОЛОКАТОРАХ С ПОСТОРОННИМ ПОДСВЕТОМ

Пархоменко Н.Г., Донец И.В., Шевченко В.Н.
ФГУП «ГКБ «Связь», г. Ростов-на-Дону, Россия
E-mail: vnsh@aanet.ru

The given work is devoted to development of method for combined detection and spatial localization of several targets by radars with transmitters of opportunity.

Введение. Развитие специального вида многопозиционных радаров, использующих нерадиолокационные радиопередатчики подсвета целей, требует решения новых проблем при обработке сигналов как в каждой из бистатистических пар «передатчик-приемник», так и при многопозиционном обнаружении и сопровождении множества целей. Рассматривается метод совместного обнаружения, локализации и распознавания нескольких целей, являющийся модификацией методов, базирующихся на функции плотности вероятности гипотез [1,2]. Основные цели модификации: повышение точности совместного обнаружения и пространственной локализации многих целей за счет расширения вектора измеряемых параметров сигналов (временные задержки, доплеровские частоты, пеленги и амплитуды рассеянных сигналов); повышение информативности поиска целей за счет совмещения функций обнаружения, локализации и распознавания; повышение вычислительной эффективности метода за счет использования угловой информации для сжатия области поиска целей.

Задача совместного обнаружения и пространственной локализации подвижных объектов. Модель измерений включает N_s передатчиков и N_k приемников с известным положением. Каждая бистатистическая пара образованная j -м передатчиком и k -м приемником для каждой m -й, $m = 1, \dots, N_m$, цели формирует вектор измерений

$$\mathbf{s}_{jk}(m) = \begin{bmatrix} \theta_{jk}(m), \tau_{jk}(m), f_{jk}(m), a_{jk}(m) \end{bmatrix}, \text{ где } \theta_{jk}(m) = (\alpha_{jk}(m), \beta_{jk}(m)) - \text{направление}$$

прихода рассеянного сигнала, $\alpha_{jk}(m), \beta_{jk}(m)$ – азимут и угол места, $\tau_{jk}(m)$ – временная задержка рассеянного сигнала по отношению к прямому сигналу передатчика, $f_{jk}(m)$ – доплеровский сдвиг частоты рассеянного сигнала, $a_{jk}(m)$ – амплитуда рассеянного сигнала. Векторы измерений $\mathbf{s}_{jk}(m)$ образуют матрицу измерений бистатистической пары размером $N_m \times 5$. В реальной ситуации число N_m векторов $\mathbf{s}_{jk}(m)$, получаемое различными бистатистическими парами, отличается. При этом число N_m изменяется не только от одной пары к другой, но и во времени. Кроме того, учитывая, что бистатистические пары работают независимо, последовательности измерений, описываемые индексом m , также могут отличаться. Следовательно, результаты измерений отдельных пар не связаны друг с другом, в связи с этим необходим эффективный метод идентификации результатов измерений.

Задача заключается в совместном обнаружении и получении значений оценок векторов положения $\hat{\mathbf{r}}(m)$, скорости $\hat{\mathbf{v}}(m)$ и типа $\hat{\xi}(m)$ m -й воздушной цели, а также в отождествлении векторов измерений $\mathbf{s}_{jk}(m)$ с соответствующими целями m для всех бистатистических пар, что является необходимым условием эффективного функционирования процесса слежения за целями на основе фильтра Калмана.

Процедура совместного обнаружения и пространственной локализации. На первом этапе алгоритма обработки из матрицы измерений каждой бистатистической пары

формируется матрица данных. При этом задержка $\tau_{jk}(m)$ пересчитывается в эллиптическую дальность $d_{jk}(m)$, доплеровский сдвиг $f_{jk}(m)$ – в доплеровскую скорость $v_{jk}^d(m)$, а по эллиптической дальности $d_{jk}(m)$, азимуту $\alpha_{jk}(m)$, углу места $\beta_{jk}(m)$ и расстоянию между приемником и передатчиком L_{jk} находится абсолютная дальность до m -й цели $r_{jk}(m)$ по формулам [2]: $d_{jk}(m) = L_{jk} + c\tau_{jk}(m)$, $v_{jk}(m) = -c \frac{f_{jk}(m)}{f_j}$, где c – скорость света, f_j – центральная частота j -го передатчика, $r_j(m)$, $r_k(m)$ – расстояния от m -й цели до j -го передатчика и k -го приемника, а $d_{jk}(m) = r_j(m) + r_k(m)$. В результате каждый вектор измерений преобразуется в вектор данных бистатистических пар $\tilde{\mathbf{s}}_{jk}(m) = \begin{bmatrix} \alpha_{jk}(m), \beta_{jk}(m), d_{jk}(m), v_{jk}(m), a_{jk}(m) \end{bmatrix}$.

Из векторов данных бистатистических пар формируются матрицы данных многопозиционной системы, описывающие возможные комбинации векторов данных различных бистатистических пар, $(N_s \times N_k) \times 5$. Каждая такая матрица соответствует возможному набору векторов измерений для m -й цели. Максимальное число возможных матриц $(N_s \times N_k) \times 5$ равно $N_m^{N_s \times N_k}$. Для сокращения их числа (минимальное значение равно N_m) эти матрицы формируются с учетом совпадения пеленгов $\alpha_{jk}(m)$, $\beta_{jk}(m)$ и (или) абсолютных дальностей $r_{jk}(m)$, полученных отдельными приемниками, то есть для каждой $(N_s \times N_k) \times 5$ матрицы проверяется условие односвязности области возможного расположения цели. Матрицы $(N_s \times N_k) \times 5$, удовлетворяющие условию односвязности, выбираются в качестве матриц данных $\mathbf{S}_n(m) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_{11}^{(n)}(m), \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{jk}^{(n)}(m) \dots \tilde{\mathbf{s}}_{N_s N_k}^{(n)}(m) \end{bmatrix}^T$, где $n = 1, \dots, N$, N – число матриц данных, удовлетворяющих условию односвязности. Столбцами матрицы $\mathbf{S}_n(m)$ являются векторы $\boldsymbol{\alpha}^n(m), \boldsymbol{\beta}^n(m), \mathbf{d}^n(m), \mathbf{v}_d^n(m), \mathbf{a}^n(m)$ длиной $N_s \times N_k$ со следующими элементами $\alpha_{jk}(m), \beta_{jk}(m), d_{jk}(m), v_{jk}(m), a_{jk}(m)$ соответственно.

На втором этапе формируется матрица-гипотеза. Матрица-гипотеза является блочной. Каждый блок $\mathbf{\Gamma}_n(\mathbf{r}^\Gamma(m))$ матрицы формируется в односвязной области возможного расположения цели, имеет ту же размерность, что и матрица $\mathbf{S}_n(m)$, и зависит от радиус-вектора гипотезы $\mathbf{r}^\Gamma(m)$ положения цели в выбранной системе координат. Углы-гипотезы и эллиптические дальности-гипотезы рассчитываются по известным соотношениям [2, 3], например, эллиптическая дальность равна:

$$d_{jk}^\Gamma(m) = \left| \mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(k) \right| + \left| \mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(j) \right|,$$

где $\mathbf{r}(k)$ и $\mathbf{r}(j)$ – радиус-векторы положения k -го приемника и j -го передатчика.

Скорости-гипотезы $\mathbf{v}^\Gamma(m)$ и доплерские скорости-гипотезы $\mathbf{v}_d^\Gamma(m)$ вычисляются по методу наименьших квадратов (МНК) на основе n -го набора измеренных значений доплеровских скоростей $\mathbf{v}_d^n(m)$ [2]:

$$\mathbf{v}^\Gamma(m) = \left(\mathbf{A}^H(\mathbf{r}^\Gamma, m) \mathbf{A}(\mathbf{r}^\Gamma, m) \right)^{-1} \mathbf{A}^H(\mathbf{r}^\Gamma, m) \mathbf{v}_d^n(m); \quad \mathbf{v}_d^\Gamma(m) = \mathbf{A}(\mathbf{r}^\Gamma, m) \mathbf{v}^\Gamma(m),$$

где $(\cdot)^H$ – символ эрмитова сопряжения, $\mathbf{A}(\mathbf{r}^\Gamma, m)$ – матрица размерности $(N_s \times N_k) \times 3$, каждая строка которой имеет вид:

$$\mathbf{A}_{jk}(m) = \left(\frac{\mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(k)}{|\mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(k)|} + \frac{\mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(j)}{|\mathbf{r}^\Gamma(m) - \mathbf{r}(j)|} \right)^T.$$

Амплитуды-гипотезы $\mathbf{a}^\Gamma(m)$ выбираются из множества гипотез различных классов целей по МНК с использованием измеренных амплитуд $(\mathbf{a}^\Gamma(m) - \mathbf{a}^n(m))^T (\mathbf{a}^\Gamma(m) - \mathbf{a}^n(m)) = \min$. Множество амплитуд-гипотез $\mathbf{a}^\Gamma(m)$ классов целей формируется по базе данных амплитуд (эффективных поверхностей рассеяния) целей с учетом гипотетического положения $\mathbf{r}^\Gamma(m)$ и направления движения цели $\mathbf{v}^\Gamma(m) / |\mathbf{v}^\Gamma(m)|$. На третьем этапе формируется почленно нормированная на матрицу дисперсий Ξ измерений параметров разностная матрица $\Delta_n = (\mathbf{S}_n(m) - \mathbf{\Gamma}_n(\mathbf{r}^\Gamma(m))) / \Xi$ и функционал $P(\mathbf{r}^\Gamma(m)) = \sum_{n=1}^N \exp(-\text{tr}(\Delta_n^T \Delta_n))$, где tr означает след матрицы, и ищутся

его максимумы на множестве значений $\mathbf{r}^\Gamma(m)$. По найденным максимумам функционала определяются координаты, скорости и тип всех целей, а также отождествляются вектора измерений с соответствующими целями для всех бистатистических пар. Это повышает эффективность последующего слежения за целями на основе фильтра Калмана.

Результаты моделирования. Первый этап моделирования выполнялся при следующих исходных данных: $N_k = 1$ с координатами $(0, 0, 0)$; $N_s = 4$ с координатами $(10^4, 0, 0)$, $(-10^4, 0, 0)$, $(0, 10^4, 0)$, $(0, -10^4, 0)$; $N_m = 3$ с координатами: цель №1 - $(3, 1.5, 0.96) \cdot 10^4$, цель №2 - $(3.04, 1.45, 0.93) \cdot 10^4$, цель №3 - $(3.05, 1.7, 0.9) \cdot 10^4$. Все расстояния даны в метрах. Модуль скорости каждой цели равен 200 м/с, направления векторов скоростей отличаются на 30° . На рис. 1 и рис. 2 показаны горизонтальные срезы значений функционала $P(\mathbf{r}^\Gamma(m))$ на высоте $0.94 \cdot 10^4$ м. Рис. 1 соответствует функционалу, вычисленному с использованием только доплеровских скоростей и эллиптических дальностей. Рис. 2 соответствует функционалу, вычисленному с использованием углов, доплеровских скоростей и эллиптических дальностей. Ошибки измерения параметров моделировались случайным образом по нормальному закону распределения со среднеквадратическими погрешностями для азимута, угла места, доплеровской скорости и эллиптической дальности равными соответственно 0.4° , 1.5° , 15 м/с, 800 м. Из рис. 1 и рис. 2 следует, что привлечение угловой информации повышает разрешающую способность пространственной локализации и позволяет разделять близко расположенные цели. Кроме того, моделирование показало, что угловая информация снижает ошибку измерения координат с 10^3 м до $3 \cdot 10^2$ м.

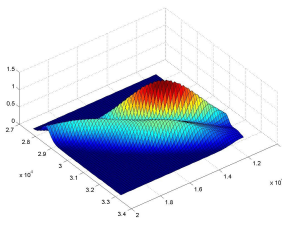


Рис.1

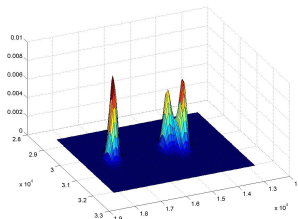


Рис.2

На рис. 3 приведены зависимости усредненной абсолютной погрешности δ_{cr} измерения положения 1-й цели и вероятности P разделения близко расположенных 1-й и 2-й целей от среднеквадратических погрешностей определения азимута σ_α и угла места σ_β . Как видно из рис. 3, погрешность δ_{cr} измерения положения цели растет примерно по линейному закону вместе с

ростом угловых ошибок. Вероятность P разделения целей близка к единице при малых значениях угловых ошибок. Дальнейшее увеличение угловых ошибок приводит к резкому уменьшению вероятности P .

На втором этапе моделирования полагалось $N_k = 2$ с координатами $(0, 0, 0)$ и $(0, 0.7 \times 10^4, 0)$, $N_s = 4$ и $N_m = 2$. Использовалась информация только об углах и доплеровских скоростях. На рис. 4 представлена зависимость вероятности правильного обнаружения целей №1 и №2 от вероятности полной ошибки измерений, включающей вероятности пропуска и ложной тревоги, а также погрешности измерения параметров.

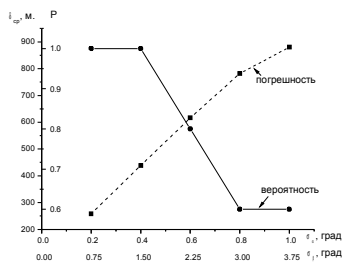


Рис.3

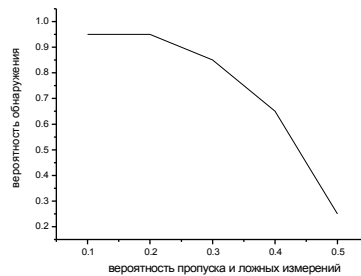


Рис.4

Из рис.4 следует, что при использовании информации только об углах и доплеровских скоростях приемлемые значения вероятности правильного обнаружения целей могут быть достигнуты при низких значениях вероятности полной ошибки измерений.

Выводы. Предложена модификация метода

формирования плотности вероятности распределения целей в пространстве. Модификация обеспечивает повышение точности совместного обнаружения и пространственной локализации многих целей, информативности и вычислительной эффективности поиска целей. Метод расширяет возможности пассивных ВЧ-ОВЧ-УВЧ радиолокаторов с постоянным подсветом.

Литература.

1. M. Tobias, A. D. Lanterman / "A Probability Hypothesis Density-Based Multitarget Tracker Using Multiple Bistatic Range and Velocity Measurements" / IEEE 2004.
2. P. Bezoušek, M. Pola, J. Pidanič / Detection of Multiple Targets by a Multistatic Radar, Radioengineering, Vol IV., No 4, December 2009.
3. N. Parhomenko, V. Shevchenko, N. Ivanov. Wave polarization at rf radiation sources direction estimation by regularization and nonlinear pseudoinversion methods / 13th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, 2010, Kyiv, Ukraine.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ВИДАМИ И ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ

Кобзев А.В., Бзот В.Б.

Харьковский университет Воздушных сил им. И. Кожедуба

61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79

E-mail: avkob@rambler.ru

There have been issues of concern in solving the problem of optimal detection of signals with unknown species and the modulation parameters. An example of synthesizing an optimal detector of signals in an adaptive Bayesian approach for the case of multichannel reception

Введение. Задача обнаружения сигналов с неизвестными видами и параметрами модуляции характерна для средств радиомониторинга и радиоэлектронной разведки, в которых приходится иметь дело с большим многообразием сигналов, излучаемых разнообразными радиотехническими системами в широком диапазоне частот. В большинстве практических случаев априорные сведения о таких сигналах известны лишь в виде перечня возможных видов модуляции и граничных значений их параметров. Заранее нельзя предсказать, какой из возможных конкретных видов сигналов может присутствовать на входе приемника. В известной литературе указанные выше условия приема почти не рассматриваются. Авторы многих работ на основе эвристических соображений указывают на необходимость применения энергетического приемника для случая одноканального приема, а многоканальный вариант остается нерассмотренным. Исключение составляет лишь работа [1], в которой ставится и решается задача обнаружения и пеленгации источников радиоизлучения (ИРИ) сигналов неизвестного вида для случая приема на многоэлементную антенну.

В настоящей работе решается задача оптимального обнаружения неизвестных сигналов в многопозиционной системе приема, где сигналы на выходах антенн могут иметь взаимные сдвиги по времени, значительно превышающие интервал корреляции, и поэтому результаты работы [1] для указанных условий здесь нельзя использовать. Случай приема в системе многоканальной пеленгации является частным случаем многопозиционного приема и поэтому данную работу можно рассматривать как определенное обобщение выводов работы [1] в части, касающейся приема сигналов неизвестного вида.

Постановка задачи. Имеется M приемных позиций, расстояния между которыми соизмеримы с дальностью до обнаруживаемого ИРИ. Принимаемый сигнал на интервале времени T для m -ой позиции ($m=1..M$) представим в комплексной форме

$$y_m(t) = w_m d_m(\alpha_m) a(t - \tau_m) e^{j[\varphi(t - \tau_m) + \psi_m]} + n_m(t), \quad (1)$$

где $d_m(\alpha_m)$ – нормированная комплексная характеристика направленности антенны для двумерного вектора угловых координат α_m , измеряемых из m -ой позиции; w_m , τ_m , ψ_m – взаимные различия сигналов по интенсивности, временной задержке и начальной фазе соответственно. Эти различия будем отсчитывать относительно какой либо приемной позиции (пусть первой), т.е. $\tau_1=0$; $w_1=1$, $\psi_1=0$. Различия в интенсивностях w_m могут быть вызваны неодинаковыми расстояниями от ИРИ до приемных позиций r_m ($w_m=r_1/r_m$), а различия по τ_m – разностью расстояний r_1-r_m . Здесь также обозначено $a(t)$, $\varphi(t)$ – неизвестные функции амплитудной и фазовой (частотной) модуляции, $n_m(t)$ – внутренние гауссовы шумы с единичной дисперсией в каждом канале. Неизвестная мощность сигнала входит в функцию $a(t)$. Известной считаем среднюю частоту f_c и ширину спектра Δf_c сигнала ($\Delta f_c \ll f_c$). Величины τ_m и α_m содержат информацию о пространственных координатах ИРИ при разностно-дальномерном и угломерном способах определения координат соответственно. Поэтому их будем относить к информативным параметрам. Если угловые координаты α_m не оцениваются, то можно считать $d_m(\alpha_m)=1$. Требуется определить оптимальный по критерию Неймана-Пирсона алгоритм обнаружения сигнала (1).

Решение задачи. Классическая процедура оптимального обнаружения сигнала любого вида состоит в вычислении отношения правдоподобия (ОП) (или его логарифма), которое содержит плотности распределения вероятностей для смеси принятого сигнала и шума или только шума [1-3]. При обнаружении сигналов с неизвестными видами модуляции следует относить эти сигналы к случайным процессам. Для большинства видов сигналов, излучаемых радиотехническими средствами, их плотности распределения вероятностей нельзя отнести к гауссовым (особенно сигналы с угловой модуляцией) и их смесь с внутренним гауссовым шумом также является негауссовым процессом. Класс негауссовых процессов очень широк и отсутствуют пригодные для практического использования обобщенные статистические описания многомерных негауссовых процессов. По этой причине невозможно применить классический подход для синтеза оптимального алгоритма обнаружения сигнала неизвестного вида и для оптимизации следует искать другие подходы. Один из таких подходов развит в работе [1] и проиллюстрирован на ряде примеров. Авторы этой работы называют его адаптивным байесовым подходом. Сущность его состоит в том, что вначале все параметры сигнала считаются известными, т.е. статистика считается гауссовой при наблюдении на фоне внутренних шумов приемника и затем неизвестные неинформативные параметры заменяются на их максимально правдоподобные оценки. Применим этот подход к решению сформулированной выше задачи.

Предварительно перейдем к спектральной форме записи принятых колебаний. Это позволит разделить информативные и неинформативные параметры на отдельные сомножители [3]. Преобразование Фурье полезного сигнала представим в виде $a(t - \tau_m)e^{j\phi(t - \tau_m)} \Leftrightarrow g(\omega)e^{-j\omega\tau_m}$. Перейдем к дискретному преобразованию Фурье (ДПФ), при котором сигнал представляется в виде совокупности комплексных спектральных коэффициентов $g_k e^{-j(\eta_{km} + \psi_m)}$, где $g_k = g(2\pi k/T)$, $\eta_{km} = 2\pi k\tau_m/T$, $k=1..K$, $K=\Delta f_c T$. Здесь в коэффициентах g_k содержится информация о виде и параметрах модуляции сигнала, а в фазе η_{km} – информация о координатах ИРИ. Применение ДПФ позволяет упростить решение поставленной задачи и дает также основу для реализации алгоритмов обработки в цифровом виде.

С учетом введенных обозначений принятые колебания (1) в спектральной форме представляются совокупностью M -мерных векторов $F_k = g_k X_k + N_k$, где вектор X_k состоит из величин $x_{km}(\alpha) = w_m d_m(\alpha_m) \exp[j(\eta_{km} + \psi_m)]$, N_k – ДПФ шумов. Считая пока известными величины g_k и учитывая некоррелированность спектральных отсчетов F_k , логарифм ОП можно записать в виде [2, 3]

$$z = \sum_{k=1}^K z_k; \quad z_k = \operatorname{Re}[g_k^* X_k^* F_k] - \frac{1}{2} |g_k|^2 X_k^* X_k + C. \quad (2)$$

Здесь звездочка означает комплексное сопряжение и транспонирование, C – константа, которую в дальнейшем будем относить к порогу обнаружения. Теперь, считая неизвестными величины g_k , находим оценки этих величин из уравнений правдоподобия $\partial z_k / \partial g_k = 0$

$$\hat{g}_k = \frac{X_k^* F_k}{X_k^* X_k}. \quad (3)$$

После подстановки этих оценок в равенство (2) и обозначения $X_k^* X_k = \sum_m w_m^2 d_m^2(\alpha_m) = x_\Sigma^2$ получаем алгоритм оптимального обнаружения, не содержащий неизвестные неинформативные параметры g_k ,

$$z_0 = \frac{1}{x_\Sigma^2} \sum_{k=1}^K |X_k^* F_k|^2 = \frac{1}{x_\Sigma^2} \sum_{k=1}^K X_k^* \hat{\Phi}_k X_k. \quad (4)$$

Здесь матрица $\hat{\Phi}_k = F_k F_k^*$ является оценкой матрицы энергетических спектров на частоте $\omega_k = 2\pi k/T$. Две правые части равенства указывают на два возможных варианта пространственно-спектральной обработки. Отметим, что полученный алгоритм относится к случаю пространственно-когерентной многопозиционной системы, когда принятые сигналы когерентно суммируются на каждой частоте ω_k при условии, что фазы $\eta_{km} + \psi_m$ в процессе обзора пространства точно совпали с фазами сигнальных составляющих. Суммирование частотных составляющих осуществляется некогерентным способом, что является следствием незнания вида модуляции сигнала. Важным обстоятельством является то, что алгоритм обработки (5) совпадает с оптимальным алгоритмом обработки гауссового сигнала, полученного в работе [3, с. 186], если не учитывать мало существенного сомножителя, зависящего от формы его спектра.

Для пространственно-некогерентной многопозиционной системы оптимальный алгоритм можно получить, если в модели сигнала (1) полагать случайными и независимыми фазовые сдвиги ψ_m и затем применить тот же адаптивный подход. В результате приходим к алгоритму, совпадающему с оптимальным алгоритмом обработки гауссового сигнала с квазидетерминированной корреляционной матрицей, полученным в работе [3] для условия сильного сигнала на выходе. Спектральная форма записи этого алгоритма будет иметь вид

$$z_1 = \frac{1}{x_2^2} \left(\sum_{m=1}^M w_m^2 |d_m(\alpha_m)|^2 R_{mm} + 2 \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=m+1}^M w_m w_n d_m^*(\alpha_m) d_n(\alpha_n) |R_{mn}| \right), \quad (5)$$

где обозначено

$$R_{mn} = \sum_{k=1}^K F_{km}^* F_{kn} e^{-j(\eta_{kn} - \eta_{km})}, \quad m, n=1..M \quad (6)$$

Процедура обнаружения (5) в данном случае предполагает образование каналов энергетической обработки на выходах каждой антенны (первые слагаемые), каналов взаимно-энергетической (корреляционной) обработки (вторые слагаемые) и некогерентное весовое суммирование полученных результатов.

Из равенства (4) как частный случай когерентной системы можно получить алгоритм многоканальной обработки для случая многоэлементной антенны, когда расстояния между элементами соизмеримы с длиной волны. Такая задача характерна для средств пеленгации. Сигналы на выходах антенных элементов имеют взаимные фазовые сдвиги или различные амплитудные соотношения в зависимости от характеристик направленности элементов и угловых координат ИРИ, но одинаковые для всех спектральных составляющих. Поэтому можно считать $X_k = X(\alpha)$ для всех k . Здесь вектор $X(\alpha)$ описывает амплитудно-фазовые соотношения сигналов на выходах элементов на средней частоте f_c для двумерного вектора угловых координат α . Антенная система может иметь произвольный вид. Она может представлять собой антенную решетку из одинаковых элементов, две или четыре остронаправленные антенны как в амплитудных моноимпульсных пеленгаторах, рамочные антенны и др. С учетом введенных замечаний алгоритм (4) для рассматриваемого случая преобразуется к виду

$$z_2(\alpha) = \frac{K \cdot X^*(\alpha) \hat{\Phi} X(\alpha)}{X^*(\alpha) X(\alpha)}. \quad (6)$$

Здесь $\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K F_k F_k^*$ - оценка матрицы энергетических спектров. Угловые координаты ИРИ определяются по положению максимума функции $z(\alpha)$ на двумерной плоскости.

При постановке задачи оптимизации процедуры обнаружения можно отказаться от априорных сведений о средней частоте сигнала f_c . Достаточно указать лишь диапазон частот $f_{\min}..f_{\max}$, в котором находится f_c . Можно показать, что алгоритмы (4), (5), (6) существенно не изменяться. При этих условиях ДПФ необходимо производить в диапазоне

$f_{\min}..f_{\max}$, а некогерентное накопление частотных составляющих осуществлять методом скользящего окна размером K [4].

Характеристики обнаружения. Для анализа вероятностей правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги необходимо определить статистические характеристики величин z_0, z_1, z_2 (их законы распределения). Решение этой задачи в общем случае наталкивается на значительные трудности и связано с проблемами описания статистических характеристик сигнальных составляющих входных процессов. Если $K=\Delta f_c T \gg 1$, то указанные величины можно считать нормально распределенными. Именно для такого условия в работе [3] проведен анализ характеристик обнаружения для многопозиционных систем с оптимальной и квазиоптимальными способами обработки при гауссовой статистике входных процессов. Однако, для негауссовых процессов на входах эти результаты нельзя перенести на рассматриваемый случай. Обусловлено это тем, что анализ статистических характеристик сигнала на выходе связан с необходимостью определения четвертых моментов входных процессов. Приведенные в работе [3] результаты можно использовать лишь как некоторое приближение при оценивании показателей обнаружения сигналов с неизвестной модуляцией. Более точные данные по характеристикам обнаружения можно получить путем имитационного моделирования при конкретном задании видов и параметров модуляции.

Выводы. Применение адаптивного байесового подхода для оптимизации процедуры обнаружения сигналов с неизвестными видами модуляции при их пространственно разнесенном приеме приводит к тем же правилам обработки, что и в случае гауссовых сигналов. Для анализа характеристик обнаружения в первом приближении можно использовать ранее известные результаты [3].

Литература.

1. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М. - Сов. радио, 1977, 433 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд-е 2-е/Под ред Я.Д Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007, 512с.
3. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Сов. Радио, 1993, 416с.
4. Селезнев С.В. Синтез и моделирование алгоритмов обнаружения скрытых радиосигналов с неизвестной структурой. – Кандидатская диссертация, Харьковский университет Воздушных сил, 2005, 162с.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ МАЛЫХ ТЕЛ СОЛНЕЧНОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММЫ COLITEC (CLT)

Саваневич В. Е., Ткачёв В. Н., Брюховецкий А. Б., Кожухов А. М.,

Бласенко В. П., Диков Е. Н.

Харьковский Национальный Университет радиоэлектроники

просп. Ленина-14, 61166, г. Харьков, Украина.

E-mail: domsv1@rambler.ru ; тел. тел. (057)-702-55-92

The short description of computational methods for the series of CCD-frames processing used in the automated asteroids detection software system CoLiTec (CLT), developed by the authors is represented. The results of software application for the detection of Solar System's small bodies are shown.

Введение. Современные системы поиска астероидов формируют за ночь снимки настолько значительных участков неба, что человек блинкованием не может их качественно просмотреть за требуемый отрезок времени. Особенно серьезные трудности в обработке полученных кадров возникают в случае использования светосильных широкопольных астрографов, в поле зрения которых может находиться одновременно несколько десятков астероидов со слабым видимым блеском. Одним из решений этой проблемы является внедрение автоматизированного обнаружения астероидов с последующей визуальной проверкой полученных результатов. На момент начала исследований, представленных в статье, в Украине и в других странах СНГ не было ни одной действующей программы автоматизированного обнаружения астероидов и комет. Это обстоятельство приводило к весьма низкой эффективности наблюдений малых тел Солнечной системы в обсерваториях этих стран. Поэтому можно считать актуальной задачу разработки программного комплекса обработки данных для автоматизированного обнаружения астероидов на серии ПЗС-кадров.

Целью работы являлась разработка вычислительных методов внутрикадровой и межкадровой обработки ПЗС-кадров для автоматизированного обнаружения астероидов и комет, а также создание соответствующего программного комплекса.

Краткое описание вычислительных методов внутрикадровой и межкадровой обработки ПЗС-кадров, используемых в программном комплексе CoLiTec. Функциональная схема программы представлена на Рис. 1. Входными данными программы являются серия ПЗС-кадров с изображением участка небесной сферы, а также звездный каталог. В модуле внутрикадровой обработки (Рис. 2) производится учет дефектных («битых» и «горячих») пикселей ПЗС-матрицы; разбиение кадров на подсерии с определением базового кадра; сложение кадров подсерий с накоплением сигнала от движущегося объекта с получением суперкадров на основе «площадного подхода» (Рис. 3) и применения цифрового сглаживающего фильтра; предварительная селекция сигналов от небесных объектов на суперкадрах, основанная на сравнении с порогом значений пространственной свертки между принятым излучением, в окрестности пика изображения, и формой ожидаемого сигнала.

Затем, в модуле внутрикадровой обработки производится оценка координат и амплитуд сигналов на суперкадрах (формирование отметок) на основе математического аппарата группированных выборок с использованием модели координат падения шумовых фотонов в виде плоской подложки; объединение суперкадров одной подсерии, полученных для разных гипотетических скоростей видимого движения объектов; оценка экваториальных координат объектов методом астрометрической редукции с использованием равномерного выбора опорных звезд и проведением многопроходовой МНК-оценки с отбраковкой аномальных наблюдений на проходах. При этом при формировании матрицы весов ошибок измерений обобщенного МНК учитывается зависимость значения ошибок оценки экваториальных координат от значения видимого блеска объектов и их координат в системе координат (СК) ПЗС-кадра. Полученные данные представляются в виде совокупности отметок. Отметки содержат оценки амплитуд и экваториальные координаты предполагае-

The diagram illustrates the software architecture for the detection of transients in the sky. It consists of several interconnected modules and data sources:

- Серия кадров** (Frame Series) feeds into the **Модуль первичной обработки** (Primary Processing Module).
- Модуль ввода данных** (Data Input Module) feeds into the **Модуль формирования каталога неподвижных объектов** (Fixed Object Catalog Formation Module).
- Вьювер кадров** (Frame Viewer) feeds into the **Модуль оценки видимого блеска** (Visible Magnitude Estimation Module).
- Монитор (контроль вычислительного процесса)** (Monitor (computation process control)) feeds into the **Отбраковка отметок по видимому блеску** (Filtering marks by visible magnitude) module.
- Локальная база** (Local database) and **Интернет** are connected to the **Чекер** (Checker) module via bidirectional connections.
- Модуль первичной обработки** sends **Отметки** (Marks) to the **Модуль формирования каталога неподвижных объектов** and the **Модуль оценки видимого блеска**.
- Модуль формирования каталога неподвижных объектов** sends **Отметки** to the **Модуль отождествления отметок** (Mark Identification Module) and **Объекты внутреннего каталога отождествленные со звездами** (Internal catalog objects identified with stars) to the **Модуль оценки видимого блеска**.
- Модуль оценки видимого блеска** sends **Отметки** to the **Отбраковка отметок по видимому блеску** module and receives **Значение порога по видимому блеску** (Visible magnitude threshold value) from it.
- Отбраковка отметок по видимому блеску** sends **Отметки** to the **Модуль предварительного обнаружения траектории** (Preliminary trajectory detection module).
- Модуль предварительного обнаружения траектории** sends **Траектория** (Trajectory) to the **АКОБ** (ACO) module.
- Модуль отождествления отметок** receives input from the **Звездный каталог** (Star catalog) and sends **Траектория** to the **АКОБ** module.
- АКОБ** sends **Траектория** to the **Модуль отождествления траекторий** (Trajectory identification module).
- Модуль отождествления траекторий** sends **Траектория** to the **Визуальный контроль результата** (Visual result control) module.
- Визуальный контроль результата** outputs the **MPC Report**.

```
graph TD
    A[Серия кадров] -- "Кадры" --> B[СКДО кадров подсерий]
    B -- "Суперкадры" --> C[Предварительная селекция сигналов]
    C -- "Совокупности пиков изображения каждого суперкадра" --> D[Оценка координат и амплитуд сигналов]
    D -- "Отметки суперкадров" --> E[Объединение суперкадров]
    E -- "Отметки подсерий" --> F[Оценка экваториальных координат отметок]
    F --> G[Отметки, поступающие на вторичную обработку]
    H[Опорный звездный каталог] -- "Опорные звезд" --> G
    I[ ] --> B
    I --> F
    I --> G
```

The diagram illustrates the algorithm for processing astronomical images. It begins with a 'Серия кадров' (Frame series) which is processed into 'Кадры' (Frames) and then into 'СКДО кадров подсерий' (Frame series frame sets). These are then processed into 'Суперкадры' (Superframes). The 'Предварительная селекция сигналов' (Preliminary signal selection) step identifies 'Совокупности пиков изображения каждого суперкадра' (Peak sets of each superframe). This leads to 'Оценка координат и амплитуд сигналов' (Signal coordinate and amplitude evaluation), which produces 'Отметки суперкадров' (Superframe marks). These marks are then combined in the 'Объединение суперкадров' (Superframe combination) step, resulting in 'Отметки подсерий' (Subseries marks). Finally, the 'Оценка экваториальных координат отметок' (Equatorial coordinate evaluation of marks) step produces 'Отметки, поступающие на вторичную обработку' (Marks for secondary processing). An 'Опорный звездный каталог' (Reference star catalog) provides 'Опорные звезд' (Reference stars) for this final step. The diagram also shows feedback loops from the final output back to the 'СКДО кадров подсерий' and 'Оценка экваториальных координат отметок' steps.

В модуле формирования внутреннего каталога недвижимых объектов (внутренний каталог) отбраковываются объекты, неподвижные на серии кадров (Рис. 4).

Отметки от неподвижных объектов отождествляются с объектами звездного каталога в модуле отождествления решением венгерским методом задачи о назначениях на двудольном графе, одна доля которого представляет отметки кадра, а вторая – объекты звездного каталога.

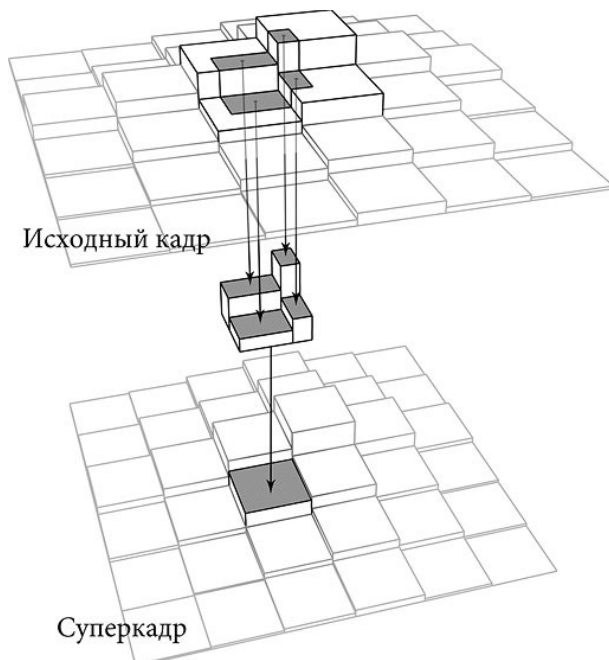


Рис. 3 «Площадной» подход при формировании суперкадров

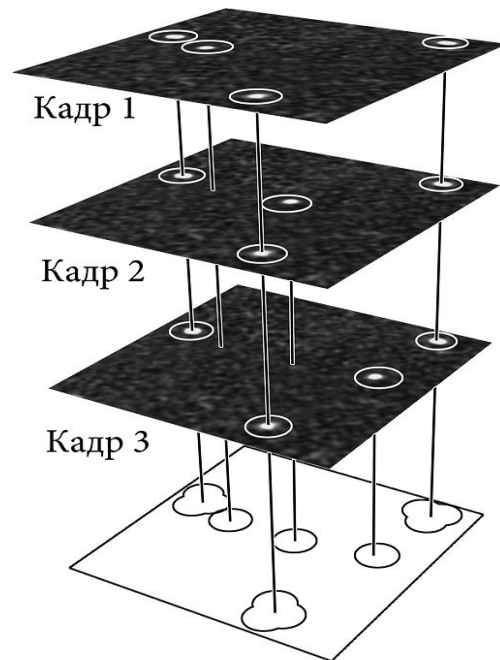


Рис. 4 Формирование каталога неподвижных объектов

В модуле оценки видимого блеска объектов производится МНК-оценка коэффициентов двухдиапазонной кусочно-линейной модели зависимости значения видимого блеска астероида от амплитуды его сигнала по совокупности объектов внутреннего каталога, отождествленных со звездами; оценка видимого блеска объектов; формирование порога отбраковки по видимому блеску. Введение данной модели связано с тем, что использование линейной однодиапазонной модели фотометрического пересчета для большого диапазона значений амплитуд, приводит к снижению точности оценки видимого блеска в области малых амплитуд, характерной сигналам от астероидов, а применение квадратичной однодиапазонной модели фотометрического пересчета не приводит к повышению точности. В модуле отбраковки по видимому блеску оставляются только те отметки, оценка видимого блеска которых не превышает значение указанного порога.

В модуле предварительного обнаружения траекторий обнаруживаются траектории на основе накопления статистик, пропорциональных энергии сигналов, вдоль возможных траекторий движения объекта. Данное накопление сигналов реализуется за счет использования многозначного преобразования координат объектов (Рис. 5), допускающего многоэтапную реализацию (Рис. 6). Многозначное преобразование позволяет накопить сигналы вдоль всех возможных траекторий движения небесных тел. В качестве энергетической статистики используется оценка видимого блеска объекта практически инвариантная к изменениям условий наблюдения в ходе формирования серии ПЗС-кадров. В результате работы модуля формируются совокупности отметок, принадлежащие одному объекту с ненулевым видимым движением. При этом используются только отметки, не отбракованные по оценке видимого блеска.

В модуле амплитудно-координатного обнаружения производится МНК-оценка параметров обнаруженных траекторий, а также принятие решения о наличии траекторий, сформированных астероидами. Решающее правило (РП) обнаружения астероида на каж-

дом кадре выбирает «лучшую» отметку для продолжения траектории. «Лучшая» отметка должна иметь не очень большие отклонения (кинематическая составляющая) от траектории астероида, а значение амплитуды «лучшей» отметки (оценка видимого блеска объекта, соответствующего отметке) должно не очень сильно отличаться от амплитуды других отметок, принадлежащих данной траектории (амплитудная составляющая). Применение в РП подобной амплитудной составляющей связано с большим разбросом амплитуд сигналов от астероидов при резких изменениях условий наблюдения за время наблюдений.

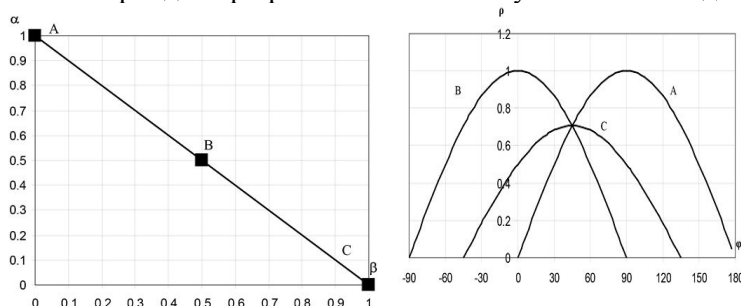


Рис. 5 Многозначное преобразование координат

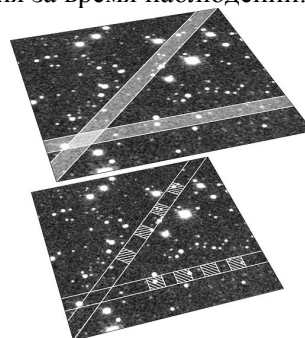


Рис.6 Многоэтапность

В модуле отождествления траекторий отождествляются траектории, сформированные астероидами, с траекториями известных астероидов. Данные об известных астероидах получают из базы параметров орбит астероидов или с сервера Центра Малых планет (Minor Planet Center, MPC) при помощи модуля чекера.

В модуле визуального контроля результата наблюдателю предоставляется возможность окончательного принятия решения о принадлежности траектории астероиду методом бликования участка неба. Данные об обнаруженных астероидах преобразуются в отчет о наблюдениях в формате, принятом в MPC (MPC-report). Полученный отчет с измерениями отправляется наблюдателем на сервер MPC в виде электронной почты.

Результаты работы CoLiТес. Проверка работоспособности программы проводилась на базе Андрушевской астрономической обсерватории (ААО) и российской дистанционно управляемой обсерватории ISON-NM. В ходе эксперимента с мая 2010 по август 2011 года в ААО было открыто 52 новых астероида, в том числе первое открытие астероида в автоматизированном режиме в СНГ. Применение программы в обсерватории ISON-NM значительно увеличило количество обнаруживаемых астероидов, при этом в период с декабря 2010 по август 2011 года было открыто 426 новых астероида. Также за этот период было открыто две кометы. 10 декабря 2010 года с использованием программы была открыта комета C/2010 X1 (Elenin), ставшая первой кометой, открытой российским астрономом с 1990 года. 7 июля была открыта комета P/2011 NO1, ставшая второй кометой, открытой данной обсерваторией и второй кометой, открытой в СНГ.

Выводы. Разработанные вычислительные методы внутрикадровой и межкадровой обработки ПЗС-кадров для автоматизированного обнаружения астероидов и комет реализованы в программном комплексе CoLiТес. Комплекс был успешно использован при автоматизированном открытии около 500 астероидов и комет (первое в СНГ открытие астероида в автоматизированном режиме, первое открытие кометы российским астрономом за новейшую историю России). CoLiТес может быть использована и в других астрономических обсерваториях Украины и мира, занимающихся наблюдениями малых тел Солнечной Системы.

ОСНОВИ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ТЕОРІЇ ВИЯВЛЕННЯ-ОЦІНЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ

Г.В. Певцов, А.Я. Яцуценко, Ю.В. Трофименко, Д.В. Карлов,
А.М. Остапова, О.О. Клімішен

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба
61023, Харків, вул. Сумська, 77/79

E-mail: karlovd@list.ru

The basic results of fundamental researches are expounded in industry of theory of radio-location and their practical application in the radio engineering systems. The novelty of researches consists in that within the framework of law of conservation of energy and Bayes of statistical theory of making a decision is examined new going near the process of exposure of radio signals after, - by a power criterion. Essence of power theory of exposure-evaluation is examined for the radio-location, radio-navigation systems, control the system and connection. The condition of optimum power exposure of radio signals is formulated on a background own noises of receiver. The sensitiveness of criterion is analysed to the exposure of weak after energy radio signals on a background own noises of receiver, active and passive obstacles, winning is estimated in distance of exposure at the power and traditional criteria of exposure.

Введення. З розвитком нових цифрових технологій, коли стала можливою статистична обробка радіолокаційної інформації на інтервалах часу рівних періоду слідування зондуючих сигналів, виникає доцільність розробки алгоритмів виявлення відбитих від цілей радіолокаційних сигналів при плинній оцінці статистичних характеристик випадкового процесу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В теорії радіолокації для прийняття рішення про виявлення радіосигналу використовується критерій мінімуму середнього ризику

$$[D - I_0]_{\text{min}} = \int_{-I}^I A(y) I(y) dy \quad (1)$$

де $I(y) = \frac{P_{\text{сш}}(y)}{P_{\text{ш}}(y)}$ - відношення правдоподібності, I_0 - поріг виявлення, що визначається

критерієм Неймана-Пірсона.

Мета досліджень – розробка теоретичних основ енергетичного виявлення-оцінювання параметрів радіосигналів при плинній статистичній обробці інформації, що дозволить збільшити дальності виявлення цілей при даному потенціалі радіолокатора (або зменшити його потенціал для заданої дальності виявлення).

Постановка задачі та виклад матеріалів дослідження. В відомій теорії радіолокації приймається рішення про виявлення радіосигналів на фоні внутрішнього шуму на основі амплітудної обробки інформації.

Ставиться завдання розробки методу енергетичного виявлення-оцінювання параметрів радіосигналів, що ґрунтується на законі збереження енергії і байесівському статистичному підході.

Поставлена задача вирішується за рахунок того, що при використанні критерію мінімуму середнього ризику замість амплітудного відношення правдоподібності в (1), за-

стосовується енергетичне відношення правдоподібності [1,2] $L(y) = \frac{W_{\text{сш}}(y)}{W_{\text{ш}}(y)}$, яке ґрунтується

на законі збереження енергії і байесівському підході максимального використання апіорних даних, що описують реальний процес виявлення. Визначення цього відношення полягає у знаходженні відношення плинних оцінок енергії суміші високочастотного сигналу і шуму на радіочастоті з виходу антенної системи на інтервалі аналізу рівному тривалості сигналу до значень усереднених за декілька попередніх інтервалів аналізу енергій шуму протягом періоду слідування сигналів в умовах апіорної невизначеності положення цілі або на дові-

рчому інтервалі цілевказання. Прийняття рішення про виявлення радіосигналу здійснюється після порівняння значення енергетичного відношення правдоподібності для довільного закону розподілу випадкових величин з порогом прийняття рішення L_0 .

Поріг прийняття рішення про виявлення радіосигналу L_0 визначається за критерієм Неймана-Пірсона з виразу умовної ймовірності хибної тривоги.

Сутність запропонованого процесу енергетичного виявлення радіосигналів полягає у розбиванні періоду слідування радіосигналів T на інтервали часу рівні тривалості очікуваного сигналу τ і вимірюванні енергії на кожному з них. Отримані значення енергій становлять джерело для визначення послідовності енергетичних відношень правдоподібності.

На рис. 1 приведена загальна схема процесу одноканального оптимального виявлення радіосигналів на основі перевірки статистичних гіпотез за критерієм мінімуму середнього ризику з використанням енергетичного відношення правдоподібності.

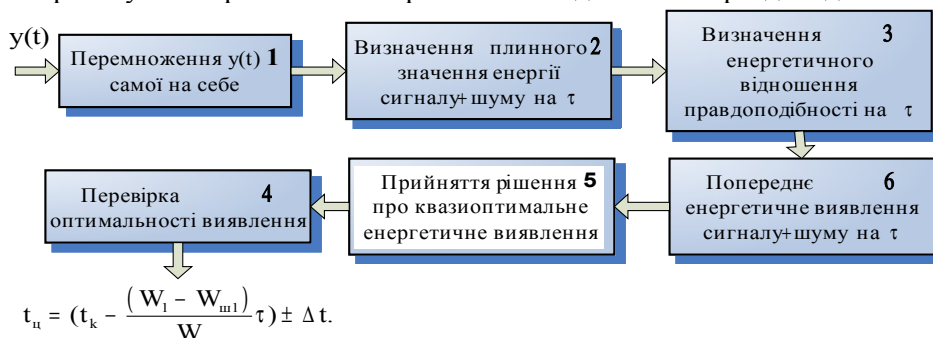


Рис. 1 Процес одноканального оптимального енергетичного виявлення радіосигналів

На рис. 2ведений графік залежності умовної ймовірності правильного виявлення детермінованих радіосигналів D при співпаданні інтервалу аналізу з інтервалом положення радіосигналу для $F=10^{-6}$; 10^{-8} ; 10^{-10} від амплітудного відношення сигнал/шум відомого способу виявлення q при тривалості сигналу рівному n вибірок і отримані із імітаційної аналого-цифрової моделі статистичним шляхом для несучої частоти $f = 2\text{Ч}10^8\text{Гц}$ і частоти оцифровування $f_{\text{ц}} = 2\text{Ч}10^8\text{Гц}$.

На рис. 3ведений графік залежності умовної ймовірності правильного виявлення радіосигналів D при співпаданні інтервалу аналізу з половиною інтервалу положення радіосигналу для $F=10^{-6}$; 10^{-8} ; 10^{-10} від амплітудного відношення сигнал/шум.

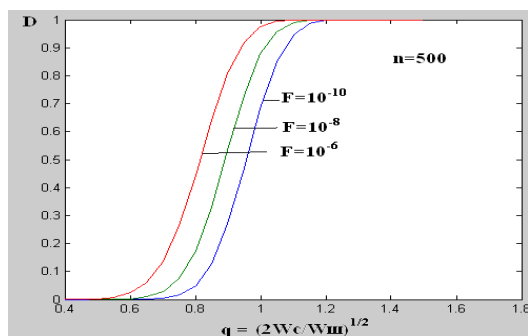


Рис. 2 Графіки залежності умовної ймовірності правильного виявлення радіосигналів D від q при співпаданні інтервалу аналізу з тривалістю радіосигналу

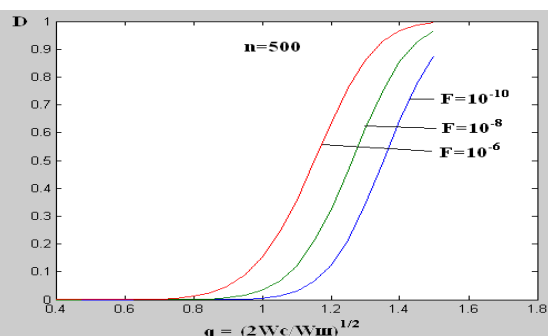


Рис. 3 Графіки залежності умовної ймовірності правильного виявлення радіосигналів D від q при співпаданні інтервалу аналізу з половиною тривалості радіосигналу

Недоліком одноканального процесу енергетичного виявлення радіосигналів є те, що він не забезпечує рівномірну чутливість приймача до енергетики радіосигналів на інтервалі періоду випромінювання зонduючого сигналу в наслідок випадкового розташування радіосигналу відносно інтервалу аналізу. Способом стабілізації чутливості радіоприймача при енергетичному виявленні радіосигналів при випадковому їх розташуванні відносно часового інтервалу аналізу, який приблизить криві виявлення найгіршого випадку співпадання інтервалу аналізу з половиною радіосигналу до ідеального випадку, є багатоканальне за часом виявлення-вимірювання часу затримки радіосигналу.

Виграш в дальності виявлення цілей при використанні енергетичного критерію в порівнянні з відомим оцінюється за відношенням максимальних дальностей виявлення цілей при енергетичному виявленні r_E і при відомому способі виявлення r_A і зростає майже вдвічі.

На рис. 4 приведений графік залежності середньоквадратичної помилки визначення дальності до цілі σ в довжинах хвиль зонduючого сигналу при тривалості радіосигналу $\tau = 100\lambda$ і затримці обробки інформації між часовими каналами виявлення $\Delta\tau = 5\lambda$ при аналого-цифровому моделюванні і усередненні 1000 реалізацій на кожену точку від енергетичного відношення сигнал/шум.

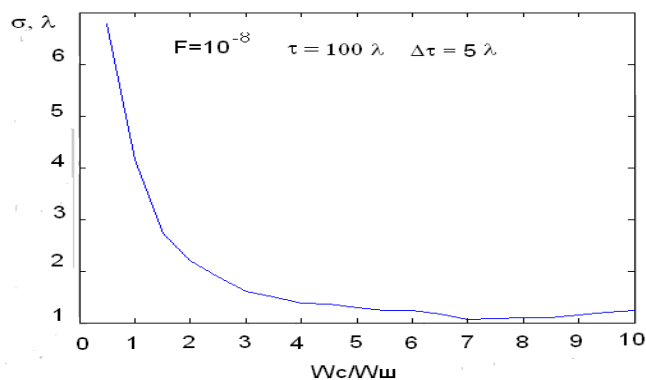


Рис. 4 Графік залежності середньоквадратичної помилки визначення дальності до цілі σ від енергетичного відношення сигнал/шум

Висновки та напрямки подальших досліджень. Використання наведеного альтернативного варіанту енергетичного виявлення-оцінювання параметрів радіосигналу від цілі цифровими РЛС відкриває перспективу побудови нових низькопотенційних радіолокаторів. Даний метод виявлення можливо узагальнити на всі радіотехнічні системи, де є приймачі радіосигналів.

Необхідне подальше дослідження принципів побудови нової енергетичної теорії виявлення - оцінювання як шляхом аналого-цифрового моделювання, так і проведенням натурних досліджень паралельно з відомими алгоритмами виявлення і оцінювання параметрів радіосигналів.

Матеріали досліджень корисні для широкого кола спеціалістів в галузі радіолокації, що займаються фундаментальними теоретичними дослідженнями та практичними розробками радіотехнічних систем.

Література.

1. Г.В.Певцов, А.Я. Яцуценко, Д.В. Карлов, Ю.В. Трофименко Метод енергетичного виявлення радіосигналів // Системи управління, навігації та зв'язку. - К.: -2010. - №4 (16). - с.72-76.
2. Патент на корисну модель 57216. Україна, МПК G01S 7/02. / Процес енергетичного виявлення радіосигналів Г.В.Певцов, А.Я.Яцуценко, та ін.; – №201012202; заявл. 15.10.2010; опубл. 10.02.2011, Бюл. №3.

ВЛИНИЕ ИОНОСФЕРНЫХ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НА ТОЧНОСТЬ СОВМЕСТНЫХ ОЦЕНОК ИХ ПАРАМЕТРОВ

Багдасарян¹ С.Т., Васильев² В.А., Хачатуров¹ В.Р.

¹ Государственное предприятие МО Украины «НИИ РЭТ», Харьков

² Харьковский Университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков

The analysis is given of influence of ionosphere dispersion distortions of wideband signals of arbitrary duration on accuracy of joint estimations of their parameters taking into account and without the account of a priori electronic concentration of ionosphere.

Введение. Дисперсионные свойства ионосферной плазмы вызывают искажения распространяющихся в ней сигналов. Такие искажения, с одной стороны, затрудняют согласование приемников с сигналами и снижают точность измерения параметров последних, с другой, являются физической основой для измерения параметров ионосферы и использования результатов этих измерений для адаптивной коррекции искажений сигналов [2,3]. В [2,3] оценка времени запаздывания широкополосного сигнала с учетом и без учета априорных данных об интегральной концентрации электронов ионосферы получена применительно к сигналам малой длительности без учета рассогласования по частоте. Однако применяемые на практике широкополосные сигналы обладают и широким спектром, и большой длительностью.

Цель работы – анализ точности совместного оценивания времени запаздывания, параметра интегральной электронной концентрации и частоты в разных сочетаниях при приеме широкополосного сигнала произвольной длительности.

1. Согласованный прием широкополосного сигнала, прошедшего через ионосферу. Каждая гармоническая составляющая $g(f)$ сигнала наряду со смещениями по времени $t = t_{zc}$ и доплеровской частоте $F = F_{dc}$ в ионосфере приобретает случайный сдвиг по фазе. Сигнал определяется интегралом от спектральной плотности

$$g(f - F_{dc}) \exp[-j2\pi(f t_{zc} - \gamma_{ис} / f)], \quad \gamma_{ис} \approx 40,3(n_e)_{инт} / c, \quad (1)$$

где $\gamma_{ис}$ – параметр интегральной электронной концентрации $(n_e)_{инт}$ на пути распространения в изогнутом столбе площадью 1 м^2 ; c – скорость света. Представление (1) справедливо для сигналов с эффективной полосой частот $\Pi_{эф}$ и несущей частотой $f_0 \gg \Pi_{эф}$, $f_0 > f_{кр}$, где $f_{кр}$ – критическая частота ионосферы, а $f_0 > 600\text{ МГц}$. Последнее условие практически исключает влияние магнитного поля Земли на дисперсионные искажения сигнала. Частотная характеристика согласованного приемника пропорциональна комплексно-сопряженному выражению (1) с малыми рассогласованиями τ , F и γ параметров $t_z = t_{zc} + \tau$, $F_d = F_{dc} + F$ и $\gamma_{и} = \gamma_{ис} + \gamma$. Тогда с учетом искажений по времени группового запаздывания лишь первого порядка

$$f = f_0 + \nu, \quad g(f) = g(f_0 + \nu) \equiv G(\nu),$$

$$1/f = (1/f_0) - \nu/f_0^2 + \nu^2/f_0^3 = (1/f_0) - f_0^{-3}(\nu f_0 - \nu^2)$$

можно получить трехмерную нормированную функцию рассогласования

$$\rho(\tau, F, \gamma) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) G^*(\nu + F) e^{j2\pi(\nu\tau + \gamma f_0^{-3}(\nu f_0 - \nu^2))} d\nu \right| / \int_{-\infty}^{\infty} |G(\nu)|^2 d\nu. \quad (2)$$

Ненормированный выходной эффект согласованного приемника также выражается через функцию (2). Так, приемник при большом отношении сигнал - шум и оценке параметров сигнала со случайной начальной фазой формирует модуль корреляционного интеграла, связанного с параметром обнаружения q^2 ,

$$|Z(\tau, \gamma, F)| \approx q^2 \rho(\tau, F, \gamma). \quad (3)$$

2. Расчет ошибок измерения параметров широкополосных сигналов при разных априорных данных. Ошибки измерения определяются элементами главной диа-

гонали корреляционной матрицы C^{-1} , обратной матрице точности C . При гауссовской априорной статистике измеряемых параметров матрица C определяется суммой матриц точности доопытного C_d и текущего C_y оценивания [3], причем C_y выражается через вторые производные (3) в точке $\tau = 0$, $\gamma = 0$, $F = 0$. В матрице C_d можно задать величину $\sigma_{\gamma \text{ дооп}}^{-2}$, обратную доопытной дисперсии γ , а остальные элементы нулевыми. Тогда

$$C = C_d + C_y = q^2 \begin{bmatrix} \left| \rho_{\tau}'' \right| & \left| \rho_{\tau\gamma}'' \right| & \left| \rho_{\tau F}'' \right| \\ \left| \rho_{\tau\gamma}'' \right| & \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| & \left| \rho_{\gamma F}'' \right| \\ \left| \rho_{\tau F}'' \right| & \left| \rho_{\gamma F}'' \right| & \left| \rho_F'' \right| \end{bmatrix}, \quad \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| = q^{-2}(\sigma_{\gamma 0}^{-2} + \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^{-2}), \quad \sigma_{\gamma 0}^{-2} = q^2 \left| \rho_{\gamma}'' \right|. \quad (4)$$

Из (4) можно выделить две матрицы

$$C_1 = q^2 \begin{bmatrix} \left| \rho_{\tau}'' \right| & \left| \rho_{\tau\gamma}'' \right| \\ \left| \rho_{\tau\gamma}'' \right| & \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| \end{bmatrix}, \quad C_2 = q^2 \begin{bmatrix} \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| & \left| \rho_{\gamma F}'' \right| \\ \left| \rho_{\gamma F}'' \right| & \left| \rho_F'' \right| \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Элементы главной диагонали матрицы C_1^{-1} , обратной C_1 , σ_{τ}^2 и σ_{γ}^2 - дисперсии совместного измерения времени запаздывания сигнала и параметра γ при известной частоте сигнала [2, 3]:

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_{\tau 0}^2 / (1 - k_{\tau\gamma}^2), \quad \sigma_{\gamma}^2 = (\sigma_{\gamma 0}^{-2} + \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^{-2})^{-1} / (1 - k_{\tau\gamma}^2), \quad (6)$$

где $\sigma_{\tau 0}^2 = q^{-2} \left| \rho_{\tau}'' \right|^{-1}$, $\sigma_{\gamma 0}^2 = q^{-2} \left| \rho_{\gamma}'' \right|^{-1}$, $k_{\tau\gamma} = - \rho_{\tau\gamma}'' / \sqrt{\left| \rho_{\tau}'' \right| \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right|}$, $\left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| = q^{-2}(\sigma_{\gamma 0}^{-2} + \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^{-2})$ - дисперсии независимого измерения и коэффициент корреляции ошибок измерения.

Из матрицы C_2^{-1} , обратной C_2 , находим дисперсии совместного измерения электронной концентрации σ_{γ}^2 и частоты σ_F^2 при известном запаздывании сигнала:

$$\sigma_{\gamma}^2 = 1/q^2 \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| (1 - k_{\gamma F}^2), \quad \sigma_F^2 = 1/q^2 \left| \rho_F'' \right| (1 - k_{\gamma F}^2) = \sigma_{F 0}^2 / (1 - k_{\gamma F}^2), \quad k_{\gamma F} = \left| \rho_{\gamma F}'' \right| / \sqrt{\left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| \left| \rho_F'' \right|}. \quad (7)$$

Здесь $\sigma_{F 0}^2 = 1/q^2 \left| \rho_F'' \right|$, $k_{\gamma F} = \left| \rho_{\gamma F}'' \right| / \sqrt{\left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| \left| \rho_F'' \right|}$ - дисперсия независимого измерения частоты и коэффициент корреляции ошибок γ и F с учетом доопытных данных.

Аналогично, из (4) находим дисперсии ошибок совместного измерения времени запаздывания σ_{τ}^2 , параметра электронной концентрации σ_{γ}^2 и частоты σ_F^2 :

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_{\tau 0}^2 (1 - k_{\gamma F}^2) / D, \quad \sigma_{\gamma}^2 = (1 - k_{\tau\gamma}^2) / (q^2 \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right| D), \quad \sigma_F^2 = \sigma_{F 0}^2 (1 - k_{\tau\gamma}^2) / D, \quad (8)$$

$$D = 1 - k_{\tau\gamma}^2 - k_{\tau F}^2 - k_{\gamma F}^2 + 2k_{\tau\gamma}k_{\tau F}k_{\gamma F}, \quad k_{\tau\gamma} = \left| \rho_{\tau\gamma}'' \right| / \sqrt{\left| \rho_{\tau}'' \right| \left| \rho_{\gamma\gamma}'' \right|}, \quad k_{\tau F} = \left| \rho_{\tau F}'' \right| / \sqrt{\left| \rho_{\tau}'' \right| \left| \rho_F'' \right|}, \quad (9)$$

где $k_{\tau F}$ - коэффициенты корреляции ошибок измерений τ и F .

3. Анализ дисперсий (6)-(8) при приеме ЛЧМ импульсного сигнала. Проводится для колокольной модели спектра линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала:

$$|G(v)| \approx e^{-pv^2/2}, \quad \arg G(v) = -\pi n(v/\Delta v)^2 + \arctg n/2. \quad (10)$$

Здесь Δv - ширина спектра сигнала длительностью τ_n , а $n = \Delta v \tau_n$ - коэффициент широкополосности [3]. Введем эффективную полосу частот сигнала $\Pi_{\text{эф}} = \sqrt{\left| \rho_{\tau}'' \right|}$ и $p = 2\pi^2 / \Pi_{\text{эф}}^2$.

Тогда учет (10) и априори известной частоте сигнала $F = 0$ в (2) и использование после этого вычислений вторых производных в (6) приводит к дисперсиям

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{q^2 \Pi_{\text{эф}}^2} K, \quad \sigma_{\gamma}^2 = \left(\frac{1}{\sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2} + \frac{1}{2\pi^2} q^2 \frac{\Pi_{\text{эф}}^4}{f_0^6} \right)^{-1} \quad (11)$$

$$K = \left(1 + q^2 \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2 \left(\frac{P_{\text{эф}}^2}{f_0^4} + \frac{1}{2\pi^2} \frac{P_{\text{эф}}^4}{f_0^6} \right) \right) / \left(1 + \frac{1}{2\pi^2} q^2 \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2 \frac{P_{\text{эф}}^4}{f_0^6} \right). \quad (12)$$

Аналогично при априори известном запаздывании сигнала (в (2) $\tau = 0$) из (7) имеем дисперсии измерения электронной концентрации σ_{γ}^2 в виде (11) и частоты сигнала

$$\sigma_F^2 = \frac{1}{q^2 \tau_{\text{эф}}^2} K, \quad \tau_{\text{эф}} = \sqrt{\rho_F''} = \sqrt{\pi} \tau_{\text{и}}. \quad (13)$$

В «высокочастотном» (ВЧ) приближении $f_0 \gg (q \sigma_{\gamma \text{ дооп}} P_{\text{эф}})^{1/2}$ из (11)-(13) имеем

$$\sigma_{\tau}^2 \approx \frac{1}{q^2 P_{\text{эф}}^2} + \frac{\sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2}{f_0^4}, \quad \sigma_{\gamma}^2 = \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2, \quad \sigma_F^2 = \frac{1}{q^2 \tau_{\text{эф}}^2} \left(1 + \frac{q^2 \sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2 P_{\text{эф}}^2}{f_0^4} \right). \quad (14)$$

В «низкочастотном» (НЧ) приближении для частот $f_{\text{кр}} < f_0 \ll \sqrt{q \sigma_{\gamma \text{ дооп}} P_{\text{эф}}}$ найдем:

$$\sigma_{\tau}^2 = 2\pi^2 \frac{f_0^2}{q^2 P_{\text{эф}}^4} + \frac{1}{q^2 P_{\text{эф}}^2}, \quad \sigma_{\gamma}^2 = 2\pi^2 \frac{f_0^6}{q^2 P_{\text{эф}}^4}, \quad \sigma_F^2 = \frac{1}{q^2 \tau_{\text{эф}}^2} + \frac{2\pi^2 f_0^2}{q^2 \tau_{\text{эф}}^2 P_{\text{эф}}^2}. \quad (15)$$

В (11)-(14) доопытную дисперсию $\sigma_{\gamma \text{ дооп}}^2$ можно определить через среднеквадратическую ошибку (СКО) $\sigma_{\text{неи}} = 16,5 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ нормального распределения интегральной электронной концентрации $(n_e)_{\text{инт}}$. При этом 98% значений $(n_e)_{\text{инт}}$ укладываются на интервале $(10^{16}, 10^{18}) \text{ м}^{-2}$ и в силу (1) имеем $\sigma_{\gamma \text{ дооп}} = 2,22 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$.

Ионосфера одинаково влияет на точности измерений времени запаздывания и частоты сигнала. Так, выражения дисперсии ошибок измерения частоты σ_F^2 (13)-(15) содержат потенциальную (без учета влияния ионосферы) $\sigma_{F0}^2 = 1/q^2 \tau_{\text{эф}}^2$ и ионосферную составляющие. На основе (12), (13) на рис.1 приведена зависимость СКО σ_F от частоты f_0 для $\sigma_{\gamma \text{ дооп}} = 2,22 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$, $q^2 = 50$, $\tau_{\text{и}} = 200 \text{ мкс}$ и двух значений $P_{\text{эф}}$. Величина σ_F зависит

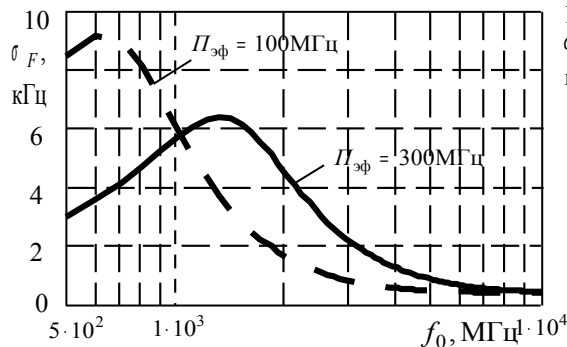


Рис. 1. Зависимости СКО измерения частоты от параметров сигнала

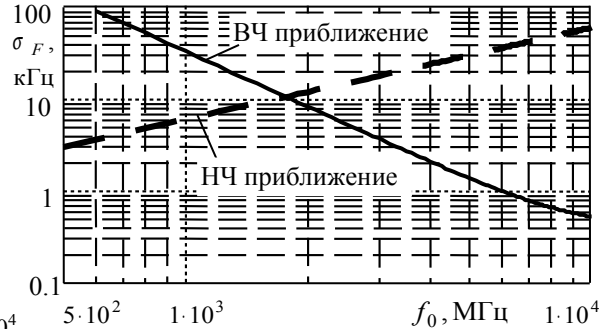


Рис. 2. Кривые СКО измерения частоты в ВЧ и НЧ приближениях

от диапазона частот. В верхнем диапазоне с увеличением f_0 СКО σ_F (рис.1) и ее ВЧ приближение (рис.2), монотонно снижаясь, стремятся к потенциальной σ_{F0} . В НЧ приближении ионосферная ошибка измерения частоты превалирует над потенциальной и σ_F возрастает с увеличением f_0 (рис.2), тогда как она должна уменьшаться и без коррекции ионосферной ошибки. Противоречие связано с тем, что НЧ приближение, как и оценка частоты по максимуму правдоподобия [1], не учитывает априорные данные об ограничении электронной концентрации реальной ионосферы.

При анализе точности совместного измерения времени запаздывания, параметра интегральной электронной концентрации и частоты, можно показать, что в (9)

$$k_{\tau\gamma} = k_{\gamma F}, \quad k_{\tau F} = \left| \rho_{\tau F}'' / \sqrt{\left| \rho_{\tau}'' \right| \left| \rho_F'' \right|} \right| = n / \sqrt{n^2 + 1}, \quad D = (1 - k_{\gamma F}^2) / (n^2 + 1). \quad (16)$$

Тогда в (8) дисперсия σ_{γ}^2 принимает вид (11), а дисперсии σ_{τ}^2 и σ_F^2 сводятся к

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_{\tau 0}^2 (n^2 + 1), \quad \sigma_F^2 = \sigma_{F 0}^2 (n^2 + 1). \quad (17)$$

Согласно (17) СКО измерений времени запаздывания и частоты ЛЧМ сигнала при полном отсутствии их априорных данных, как и в случае отсутствия ионосферной ошибки [3], возрастают относительно потенциальных $\sigma_{\tau 0}$ и σ_F в $\sqrt{n^2 + 1} \approx n$ раз. Если доплеровские уходы частоты в системе слежения вызывают заметно меньшие смещения относительно σ_{τ} , полученной для совместного измерения времени запаздывания и параметра электронной концентрации при известной частоте [2,3], то дисперсия σ_{τ}^2 получается гораздо меньше, чем дает (17). В силу этого, накопление в комбинированной системе слежения данных времени запаздывания, электронной концентрации и частоты позволит снизить ошибки их измерения.

Таким образом, анализ влияния ионосферы на точность измерения параметров широкополосных сигналов в условиях различных априорных данных показывает, что правильные результаты зависимостей измерений от частоты сигнала получаются при учете априорных оценок концентрации электронов ионосферы, подлежащих уточнению. Приведены особенности изменений ошибок измерений частоты и времени запаздывания сигнала, необходимые для обоснования его выбора. Получены аналитические выражения для практических расчетов точностей измерений времени запаздывания, частоты ЛЧМ сигнала и параметра интегральной концентрации электронов ионосферы по эффекту дисперсии.

Литература.

1. Кривелев А.П. К расчету дисперсий эффективных оценок при измерении параметров сигнала. – Радиотехника и электроника, 1968, т.13, № 3.
2. Bagdasaryan S.T., Shirman Y.D. Estimation of time delay and ionosphere parameters... / Proc. of int. conf. "Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals", Sept., 2006, Sevastopol, Ukraine.
3. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп./ Под ред. Я.Д.Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

МОНОИМПУЛЬСНЫЙ СЛЕДЯЩИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ТОЧЕЧНОЙ ЦЕЛИ С СУММАРНО-РАЗНОСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ ПОСЛЕ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Буйлов Е.Н.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
220057, Республика Беларусь, г. Минск, 9 км Московского шоссе, каф. Радиолокации и
приемо-передающих устройств,
E-mail: lerka.by@mail.ru ; тел 80298529982.

In the given report the way of indemnification of nonidentity the frequency characteristic of channels on receiving, by use of adaptive digital correcting filters is presented. The block diagramme of a monopulse peak direction finder of one angular co-ordinate with totally-difference processing after ADC is presented. Influence of various kinds of nonidentity of frequency characteristics on errors of measurement of angular co-ordinates is discussed. Use of such filters will allow to provide alignment of frequency characteristics of receive-transferring channels.

Введение. При моноимпульсном измерении угловых координат, как правило, используют суммарно-разностную обработку сигналов на сверхвысокой частоте в интересах снижения влияния неидентичности приемно-усилительных трактов. Однако, в ряде случаев, отказ от суммарно-разностной обработки на сверхвысокой частоте при раздельном формировании диаграммы направленности антенны, как на передачу, так и на прием, позволяет понизить массогабаритные характеристики твердотельных РЛС такого типа. При этом суммарно-разностная обработка может быть реализована цифровым способом.

Одной из возможностей компенсации неидентичностей каналов является применение адаптивных цифровых корректирующих фильтров. Использование таких фильтров обеспечивает выравнивание частотных характеристик приемно-передающих каналов [1].

Целью данного исследования является: повышение точности амплитудного моноимпульсного измерителя угловых координат при наличии неидентичностей приемных каналов.

Задача: провести сравнительный анализ влияния неидентичностей в каналах приема на точность измерения угловых координат.

Точность измерения угловых координат, при моноимпульсном методе, во многом определяется идентичностью характеристик каждой пары приемных каналов, обеспечивающих в совокупности пеленгование цели в той или иной координатной плоскости. В действительности же конструктивное и схемное выполнение моноимпульсной РЛС может обладать определенными недостатками, нарушающими идентичность характеристик приемных трактов. В ряде случаев такие нарушения могут возникнуть в процессе эксплуатации аппаратуры как следствие старения ее элементов, влияния климатических и механических воздействий.

Поскольку высокочастотные приемные тракты суммарно-разностной системы пеленгации обычно не содержат в себе активных элементов, то их неидентичность в основном будет зависеть от идентичности их согласований и электрических длин в полосе рабочих частот. Поэтому при проектировании и изготовлении волноводно-фидерных линий, составляющих высокочастотные каналы системы пеленгации, уделяют особое внимание их качеству и точности.

Одним из важных элементов высокочастотных трактов моноимпульсных систем РЛС является волноводный мост для суммарно-разностной обработки сигналов. Однако, в ряде случаев, определяющими являются требования к массогабаритным характеристикам радиолокатора. В этом случае отказываются от суммарно-разностной обработки на сверхвысокой частоте. При этом суммарно-разностная обработка может быть реализована цифровым способом на видеочастоте, где наблюдаются неидентичности частотной ха-

рактеристики приемо-передающего тракта. Для компенсации неидентичностей частотной характеристики необходимо использовать адаптивный корректирующий фильтр [2].

На рисунке 1 представлена структурная схема амплитудного моноимпульсного пеленгатора одной угловой координаты с суммарно-разностной обработкой после АЦП. Данная структура позволит компенсировать неидентичности частотной характеристики в каналах приема, тем самым, повысить точность измерения угловых координат.

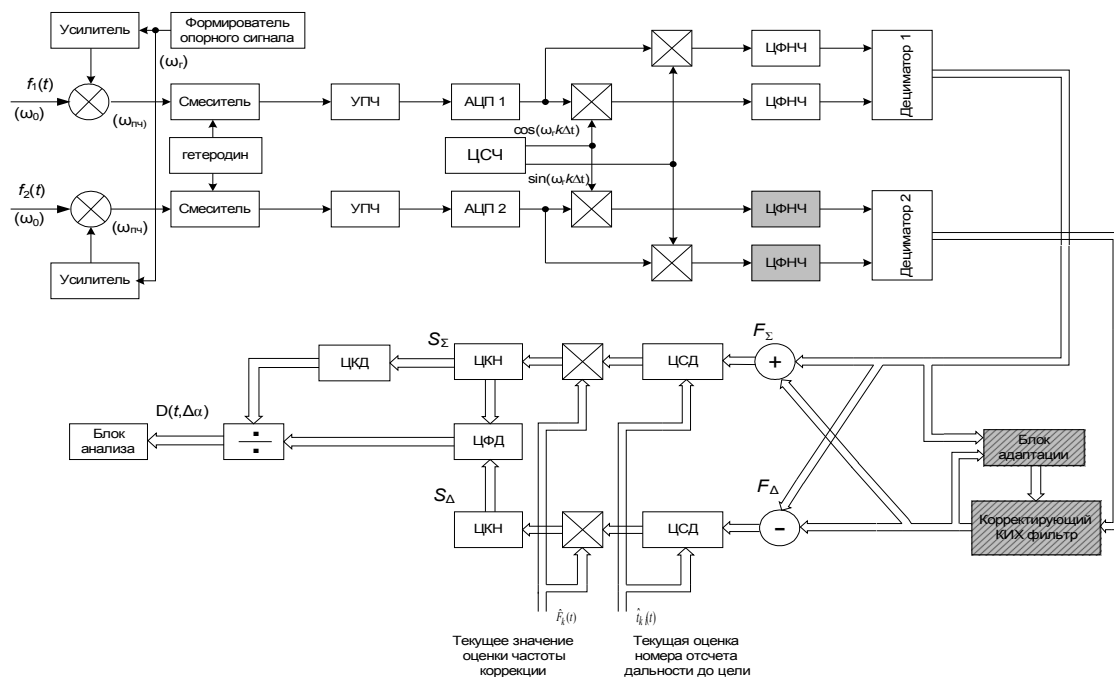


Рис. 1. Структурная схема моноимпульсного амплитудного пеленгатора одной угловой координаты с суммарно-разностной обработкой после АЦП

Как видно из рисунка 1, после АЦП сигнал переводится на видеочастоту. Далее, в ЦФНЧ (фильтра Баттерворта 6-го порядка), во 2-м канале приема вводятся искажения амплитудно-частотной характеристики. После фильтрации осуществляется прореживание по времени, чтобы уменьшить вычислительные затраты. Устранение неидентичностей приемных каналов происходит путем использования адаптивного КИХ фильтра состоящего из блока адаптации и корректирующего КИХ фильтра [3]. В качестве идеального сигнала используется 1-й канал, его подстройка осуществляется в заводских условиях. Поэтому в процессе адаптации, частотная характеристика адаптивного КИХ фильтра стремится к идеальной.

Далее осуществляется суммарно-разностная обработка сигнала, после чего он подается на устройство цифрового стробирования по дальности. В качестве опорного сигнала используется дискретное значение времени запаздывания цели, а точнее, текущая оценка номера отсчета дальности до цели, в котором находится максимум отраженного сигнала приходящего от следящего измерителя дальности. После стробирования по дальности, осуществляется комплексное умножение сигнала с текущим значением оценки частоты коррекции (оценки частоты Доплера цели) от следящего измерителя частоты Доплера цели. После коррекции частоты Доплера цели производится когерентное накопление принятого сигнала и подачей его на угловой дискриминатор, для вычисления сигнала ошибки измерения угловых координат.

Наиболее распространенными видами неидентичностей амплитудно-частотной характеристики в каналах приема являются:

- случайное искажение формы АЧХ;
- неидентичности ширины полосы пропускания;

- относительное смещение по частоте;
- завал частотной характеристики.

Методом математического моделирования суммарно-разностной обработки принятого сигнала исследовалось влияние различных видов неидентичностей АЧХ приемных каналов на сигнал ошибки дискриминатора угловых координат с параметрами: полоса пропускания ЦФНЧ – 10МГц; объем выборки – 15000 отсчетов; ширина ДНА – $\Delta\theta_{0.5}=0.9$ град. Искажения АЧХ вводились в ЦФНЧ 2-го канала приема после перевода сигнала на видеочастоту. На вход устройства обработки подавался белый гауссовский шум. В качестве корректирующего фильтра использовался КИХ фильтр Баттерворта 6-го порядка, а алгоритма адаптации – рекурсивный метод наименьших квадратов.

В таблице 1 представлены результаты влияния неидентичностей каналов, вызванных искажением АЧХ, на смещение нуля дискриминационной характеристики и эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия при нулевом рассогласовании [4]. Эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия рассчитывалась для пеленгатора, работающего по постановщику активной шумовой помехи. При этом значение смещения нуля дискриминационной характеристики отнормировано относительно ширины ДН, а эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия - относительно ее.

Таблица. Результаты исследований влияния неидентичностей АЧХ

Наименование	Идеальный сигнал		Случайное искажение частотной характеристики ($\sigma_{\theta}^2=0.01$)		Неидентичность ширины полосы пропускания (увеличение на 10%)		Наклон частотной характеристики (влево на 10%)		Относительное смещение по частоте (на 3 %)	
	$D_H(t,0)$ [раз]	$S_{\eta_H}(0,0)$ [1/Гц]	$D_H(t,0)$ [раз]	$S_{\eta_H}(0,0)$ [1/Гц]	$D_H(t,0)$ [раз]	$S_{\eta_H}(0,0)$ [1/Гц]	$D_H(t,0)$ [раз]	$S_{\eta_H}(0,0)$ [1/Гц]	$D_H(t,0)$ [раз]	$S_{\eta_H}(0,0)$ [1/Гц]
При отсутствии адаптивного фильтра	0	0.2	0.91	1.05	0.4	0.85	0.4	0.26	0.0022	0.149
При наличии адаптивного фильтра	–	–	0.16	0.12	0.33	0.7	0.1	0.21	0.009	0.10
Выигрыш устройства при наличии адаптивного фильтра	–	–	5.68	8.66	1.21	1.2	4	1.24	0.24	1.38

Из анализа таблицы 1, следует, что использование адаптивного фильтра позволяет уменьшить смещение нуля дискриминационной характеристики в 1.2-5.7 раза, а эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия в 1.2-8.7 раза в зависимости от вида искажения частотной характеристики. Кроме того, результаты моделирования показали, что искажения, вызванные относительным смещением по частоте, не компенсируются адаптивным фильтром.

Выводы. Использование адаптивного фильтра в моноимпульсных РЛС с суммарно-разностной обработкой позволяет:

1. Скомпенсировать неидентичности амплитудно-частотной характеристики в приемо-передающем тракте моноимпульсного пеленгатора с суммарно-разностной обработкой.

2. Уменьшить смещение нуля дискриминационной характеристики в 1.2-5.7 раз, а эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия в 1.2-8.7 раза, в зависимости от вида искажения амплитудно-частотной характеристики.

3. Неидентичности типа относительного частотного смещения АЧХ не могут быть устранены с помощью адаптивной фильтрации.

Литература.

1 Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд.- СПб.; Питер, 2006. – 751с.

2 Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512с.: ил.

3 Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи / В.Джиган // Современная электроника. Москва. -2009. -№9 – 56 - 63.

4 Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации – М.: Воениздат, 1983. - 456с

УДК : 621.396.967.134

**О ТОЧНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ АТМОСФЕРНОЙ РЕФРАКЦИИ
НА РЕЗУЛЬТАТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН.**

Карачевцев А.М., Зинин В.П., Сорокин В.А., Кривоносов Н.Г.,
Сосульников В.В., Журавлёв М.Н..

ОАО НПК НИИДАР, ул. 1-я Бухвостова, 12/11, г. Москва, 107258, факс: (095) 162-7328

The report shows the possibility of practical realization of high-precision compensation of refractive errors of trajectory measurements in the centimeter wavelength range allowed by radar facilities of control systems and studies of air-outer space.

Одной из актуальных проблем современной радиолокации является проблема повышения точности траекторных измерений, проводимых в околоземном воздушно-космическом пространстве (ВКП). Точность измерения угловых координат космических объектов (КО), наблюдаемых радиолокационными средствами систем контроля ВКП, теперь должна быть не хуже единиц угловых секунд.

Решение столь сложной проблемы возможно лишь при наличии новых научных и инженерно-технических достижений как в области обеспечения требуемой инструментальной точности создаваемых средств, так и в области обеспечения всеобъемлющего учёта и компенсации влияния окружающей среды и изменения её различных параметров на точность результатов траекторных измерений.

В данной же работе рассматриваются результаты решения вопроса учёта и компенсации влияния атмосферной рефракции радиоволн при измерении угловых координат наблюдаемых КО с использованием совместно работающих радиоинтерферометра и приёмно-измерительного антенного поста (АП). Наличие общей для них шкалы единого времени обеспечивает синхронность выполняемых ими измерительных операций по наблюдаемому КО (в одно и то же время). Штатным режимом работы АП предусматривается приём радиосигналов, излучаемых радиоинтерферометром, после их отражения от наблюдаемого КО с последующим использованием их для определения координат КО.

Включение АП в данный измерительный комплекс существенно упрощает решение таких вопросов, как надёжное наведение радиоинтерферометра на заданную цель, так и увеличение точности координатно-временных измерений КО, наблюдаемых при малых углах места, где остаточные ошибки компенсации влияния атмосферной рефракции на результаты измерения радиоинтерферометра довольно значительны.

Алгоритм расчёта поправок δ , компенсирующих влияние атмосферной рефракции радиоволн на результаты траекторных измерений АП по зенитному углу, предусматривает использование модели многослойной атмосферы (МА) Земли, базирующейся на математической модели стандартной атмосферы (ГОСТ 4401-81). При этом учитывается также текущее распределение с высотой основных параметров атмосферы (температура T , давление P , парциальное давление водяного пара e) в районе расположения измерительных средств во время проведения траекторных измерений.

Вертикальный профиль текущего распределения с высотой значений основных параметров реальной многослойной атмосферы рассчитывается по данным измерений текущих значений P_0 , T_0 , e_0 у поверхности Земли с использованием известных в физике атмосферы Земли закономерностей их изменений: основного уравнения статики атмосферы, уравнение состояния идеального газа, барометрических формул политропной и изотермической модели атмосферы [1, 2].

Рефракционные поправки к результатам траекторных измерений по зенитному углу (равные истинному углу атмосферной рефракции, но взятому с противоположным знаком) рассчитывается по формулам:

$$\delta = \sum_{i=1}^k \delta_i, \quad (1)$$

$$\delta_i = \operatorname{tg} z_{0i} \cdot \int_{H_{0i}}^{H_{Bi}} \left(1 - \frac{h}{H_{Bi}} \right) \cdot \frac{1}{n_i} \left(\frac{dn}{dh} \right) dh, \quad (2)$$

$$z_{0i} = z_0 + \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_i, \quad (3)$$

где δ_i – величина истинного угла атмосферной рефракции, обусловленная влиянием рефракции i -го слоя атмосферы Земли при прохождении отражённого от КО принимаемого сигнала;

$i=1, \dots, k$ – номер учитываемого слоя атмосферы при расчёте рефракционной поправки (1 – тропосфера, 2 – тропопауза, 3 – стратосфера, 4 – стратопауза, 5 – мезосфера);

z_{0i} , z_0 – зенитные углы, под которыми виден наблюдаемый объект в точке пересечения траектории зондирующего радиосигнала с нижней границей i -го слоя атмосферы и у поверхности Земли соответственно;

H_{0i} , H_{Bi} – текущие значения высот соответственно нижней и верхней границ i -го слоя атмосферы по отношению к уровню земной поверхности;

n_{0i} , n_i – значения величин показателя преломления атмосферы Земли соответственно на нижней границе i -го слоя и на высоте h по отношению этой нижней границе (для уровня поверхности Земли – n_0);

h – высота текущей точки траектории принимаемого сигнала. В таблице 1 представлены результаты расчёта значений рефракционных поправок для случая максимального значения индекса атмосферной рефракции (коэффициент преломления атмосферы $n_0=1,00037$, градиент изменения величины n с высотой $h \beta=0,139 \text{ км}^{-1}$).

Таблица 1

Рефракционные ошибки по зенитному углу (угл.сек)

Зенитный угол	Рефрак. ошибка	Зенитный угол	Рефрак. ошибка
1	1,2	80	372,4
20	24,7	83	517,9
50	80,9	86	824,8
70	185,1	89	1784,8

Формулы (1), (2), (3) с учётом результатов исследований работы [1] позволяет рассчитывать поправку δ для диапазона видимых зенитных углов $0^\circ \leq z_0 \leq 70^\circ$ с точностью не хуже 1 угл.сек.

О влиянии точности компенсации рефракционных ошибок на результаты интерферометрических измерений.

Определение угловых координат КО радиоинтерферометром предусматривает измерение биконических координат КО по распределению принятого комплексного сигнала по антенным постам интерферометра с последующей траекторной обработкой полученных измерений.

Измерение производится посредством оценки биконических координат методом максимального правдоподобия на заданной области вероятных значений биконических координат. Эта область определяется точностью предварительного целеуказания.

Ошибки определения параметров движения КО (в частности, его угловых координат) по интерферометрическим измерениям складываются из ошибок измерителя и ошибок окружающей среды.

К ошибкам измерителя относятся ошибки измерения биконических координат КО, обусловленные шумами приёмника, ошибками координат точек привязки антенных постов интерферометра, ошибками определения фазовых длин радиоприёмного тракта, ошибками ориентации осей антенных постов интерферометра.

Ошибки окружающей среды обусловлены рефракционными эффектами при распространении радиоволн в атмосфере Земли на пути от КО до измерителя.

Шумовая составляющая ошибки измерения весьма мала и при отношении сигнал/шум 10 – 20 дБ СКО составляет 5 – 30 угл.сек. Более того, она усредняется в процессе траекторной обработки. СКО неусредняемой составляющей ошибки, обусловленной ошибками привязки антенных постов, ошибками фазовых длин приёмных трактов составит 10 – 15 угл.сек. (при СКО координат постов ~ 1 мм, СКО фазовых длин $\sim 10^\circ$). Это тот предел, который в данном случае может быть достигнут при оценивании угловых координат КО по интерферометрическим измерениям.

Анализ влияния ошибок угловой ориентации осей вращения антенных постов интерферометра на точность измерения биконических координат показывает, что в первом приближении влияние отсутствует, т.к. эта ошибка приводит к смещению фазового центра антенны в перпендикулярном к линии визирования направлении, что не приводит к искажению замера.

Что касается влияния рефракционных эффектов на точность определения угловых координат КО, то здесь следует указать на одну из особенностей этого влияния. В работах [3, 4] было показано, что ошибка направления прихода фазового фронта по углу места и ошибка интерферометрического измерения угла места при углах места более 20° имеют одинаковые величины и противоположные знаки, что приводит к их взаимной компенсации. Величина остаточной ошибки в данном диапазоне углов не превышает единиц угловых секунд. А при малых углах места (менее 20°) ошибка достигает значений нескольких угловых минут. В данном случае снимается острота необходимости строгого учёта рефракции по углу места. Разумеется, это не распространяется на случай формирования целеуказания для другого измерительного средства или на случай аномальных, но поддающихся учёту, атмосферных явлений, локализованных в пространстве вдоль линии распространения радиоволны от КО до измерителя. В этом случае требуется отдельный учёт рефракции не только по углу места, но возможно и по азимуту. Высокоточный учёт рефракции в таких случаях может оказаться решающим для решения задачи оценивания координат КО.

Ниже приведены результаты траекторной обработки интерферометрических измерений, проведённых по юстировочным КО.

На рис. 1, 2 приведены графики отклонений оценок угловых координат в процессе траекторной обработки относительно эталонной траектории, полученные по результатам проводок юстировочных КО.



Рис. 1. Уклонения измеренных значений азимута от эталона по четырем проводкам



Рис. 2. Уклонения измеренных значений угла места от эталона по четырем проводкам.

Как видно из графиков примерно к середине проводки оценки угловых координат сходятся к эталонным значениям и величина отклонений достигает значений менее 1 угл.мин. (десятки угл.сек.).

Выводы.

1. Для достижения высокой точности (единиц – десятков угл.сек.) траекторных измерений в сантиметровом диапазоне волн с применением радиоинтерферометра и приёмно-измерительного антенного поста необходимо их астрорефрактометрическое обеспечение с вводом поправок к результатам измерений, компенсирующих влияния на них атмосферной рефракции радиоволн.

2. Приведённые результаты практического траекторного сопровождения наблюдаемых юстировочных КО показывают достаточно высокую эффективность работы интерферометра и возможность высокоточного определения угловых координат при углах места более 20° даже при ослабленных требованиях к точности рефрактометрического обеспечения (за счёт автокомпенсации рефракционных эффектов).

Список литературы:

1. Колосов М.А., Шабельников А.В. Рефракция электромагнитных волн в атмосферах Земли, Венеры и Марса. – М. : Изд. «Сов. радио», 1976, 220 с.
2. Карачевцев А.М., Орёл Т.И., Сорокин В.А. Об основных особенностях и результатах расчёта поправок на атмосферную рефракцию радиоволн при проведении высокоточных радиолокационных измерений угловых координат наблюдаемых объектов. – Воронеж : труды IX Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь.», 2003, т. 3, 1628 – 1639 с.
3. Карачевцев А.М., Зинин В.П., Сорокин В.А. К вопросу расчёта и компенсации влияния атмосферной рефракции радиоволн в радиоинтерферометре при проведении траекторных измерений. Воронеж : труды XIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь.», 2007, т. 3, 1844 – 1852 с.
4. Карачевцев А.М., Зинин В.П., Котов А.А., Кривоносов Н.Г., Левин А.С., Орёл Т.И., Сорокин В.А., Третьякова Ю.С. К вопросу расчёта и компенсации влияния атмосферной рефракции радиоволн и инструментальных ошибок радиоинтерферометра при проведении траекторных измерений. Воронеж : труды XIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь.», 2008, т. 1, 397 – 409 с.

СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФИЛЬТРОВ ЧАСТИЦ И ДИСКРЕТНЫХ КВАЗИЛИНЕЙНЫХ ФИЛЬТРОВ В ЗАДАЧАХ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

Парахневич А.В., Солонар А.С., Горшков С.А.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

220057, Республика Беларусь, г. Минск, 9 км Московского шоссе, каф. Радиолокации и
приемо-передающих устройств, тел. (029) 263-79-95,

E-mail: rashpil.84@mail.ru ; факс (017) 269-45-15

In the report the description of the Particle Filter method and comparison characteristics of the SIR Particle Filter with the first order discrete Kalman filter are spent.

В настоящее время в практике реализации измерений все чаще встречаются задачи, в которых не обойтись без нелинейной фильтрации.

С одной стороны аналитические методы нелинейной фильтрации не получили широкого распространения в виду возможности их решения лишь для ряда частных случаев. С другой стороны, известные методы линейной и квазилинейной фильтрации вектора наблюдаемых параметров являются оптимальными и квазиоптимальными лишь при сглаживании гауссовско-марковских случайных процессов. Попытка применения этих методов для фильтрации вектора наблюдаемых параметров с законом распределения существенно отличающегося от гауссовского или при многомодальном законе распределения приводит к значительному росту флуктуационной составляющей ошибок фильтрации, а чаще к появлению динамической ошибки, что при организации вторичной обработки радиолокационной информации (РЛИ) может привести к срыву с сопровождения траектории.

Резкий скачок в производительности вычислительной техники, за последние десятилетия, привел к бурному развитию и широкому распространению на практике нелинейной Байесовской фильтрации численным методом Монте-Карло. К достоинству данного метода относится его универсальность, к недостаткам большие вычислительные затраты. В известной зарубежной литературе фильтры, реализующие численный метод Монте-Карло, получили название фильтры частиц (Particle Filters) [1].

В докладе проводится описание метода фильтрации частиц и сравнение характеристик SIR фильтра частиц с дискретным фильтром Калмана первого порядка.

Цель доклада: рассмотрение математического описания нелинейной Байесовской фильтрации численным методом Монте-Карло; описание обобщенного алгоритма численной фильтрации; рассмотрение особенности формирования априорной плотности вероятности; анализ сопоставления использования фильтров частиц и дискретных квазилинейных фильтров в задачах вторичной обработки РЛИ.

В основе нелинейной фильтрации численным способом лежит возможность аппроксимации плотности вероятности методом Монте-Карло [4].

Ключевая идея метода фильтрации частиц заключается в предоставлении требуемой плотности вероятности наборов случайных отсчетов со связанными весами и вычислением разовых оценок, основанных на совокупности этих отсчетов и весов [1]. Остановимся теперь на подробном рассмотрении функционирования фильтров частиц. Обобщенный алгоритм работы фильтра частиц представлен на рисунке 1.

Из теории фильтрации известно, что экстраполяцию параметров траектории можно осуществлять только после прихода второй разовой оценки [2]. Поэтому на первом шаге функция правдоподобия разовой оценки является и апостериорной Гауссовой плотностью вероятности. Приход второй разовой оценки позволяет построить двумерную Гауссову плотность вероятности с математическим ожиданием соответствующим координатам второй разовой оценки и СКО ошибок разового оценивания РЛС. Значения этой плотности вероятности вычисляются методом Монте-Карло в случайно выбранных N точках в пределах заданного объема области интегрирования. Область интегрирования равна $\pm 3\sigma$ по каждой координате. Данная операция называется «Последовательная выборка по значимости» (Sequential Importance Sampling (SIS)) (рисунок 2). В фильтре частиц она используется только с приходом второй разовой оценки.

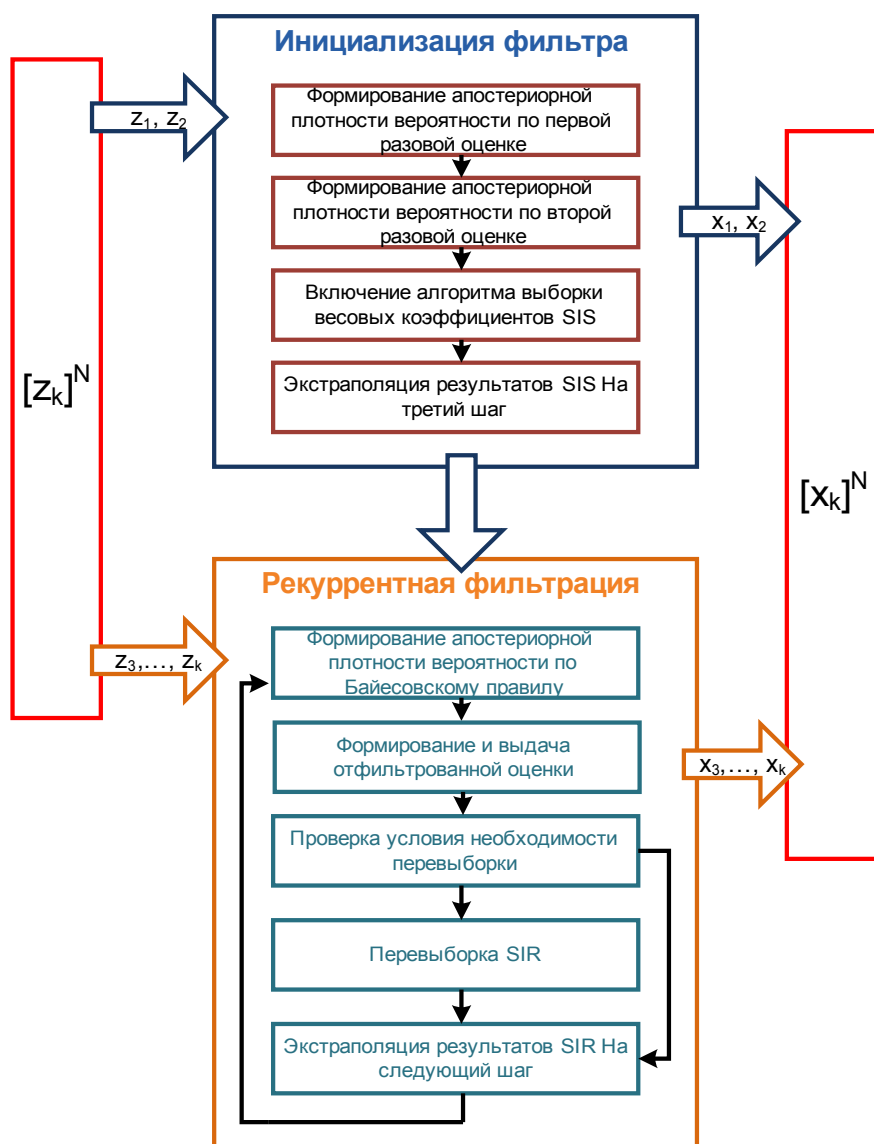


Рисунок 1 – Обобщенный алгоритм фильтрации частиц

Этап экстраполяции заключается в переносе всего массива точек Гауссовой плотности вероятности с учетом модели движения и СКО случайного маневра, закладываемого в фильтр. Экстраполированный набор частиц на третий шаг показан на рисунке 3 в виде частиц серого цвета. Частицы черного цвета – дискретные значения апостериорной плотности вероятности, полученные в результате умножения априорной (экстраполированной) плотности вероятности на функцию правдоподобия. По апостериорным значениям координат частиц и их весов находится математическое ожидание апостериорной плотности вероятности, которое и выдается в виде результата фильтрации.

Полученный апостериорный набор частиц на третьем шаге далее экстраполируется на следующий шаг и процедура фильтрации повторяется.

Однако разброс частиц, вносимый случайным маневром в процессе экстраполяции, приводит к тому, что значительное количество частиц выйдет за пределы области интегрирования и в конечном итоге значимый вес всей выборки будет иметь лишь одна частица, положение которой и будет являться математическим ожиданием результата фильтрации, что в корне является неверным. Это явление называется «обрушение частиц».

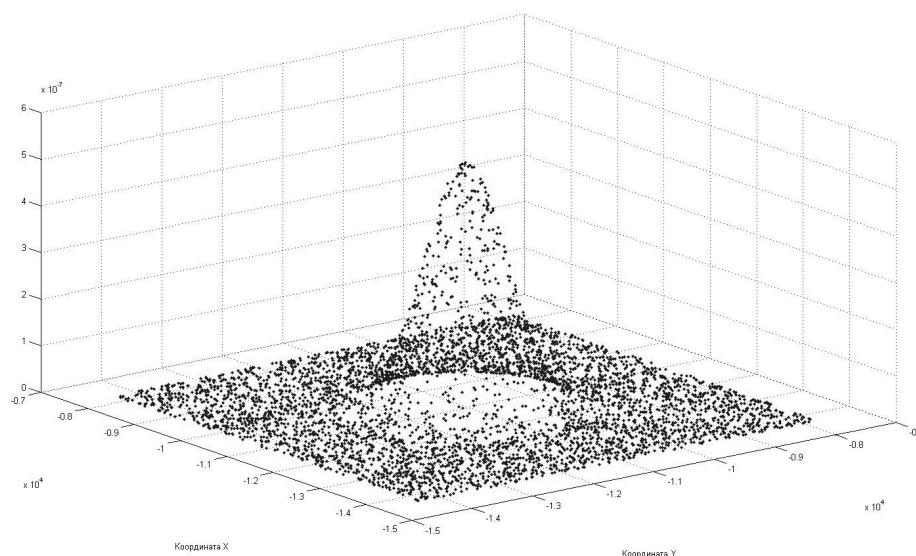


Рисунок 2 – Априорная плотность вероятности на втором шаге инициализации фильтра

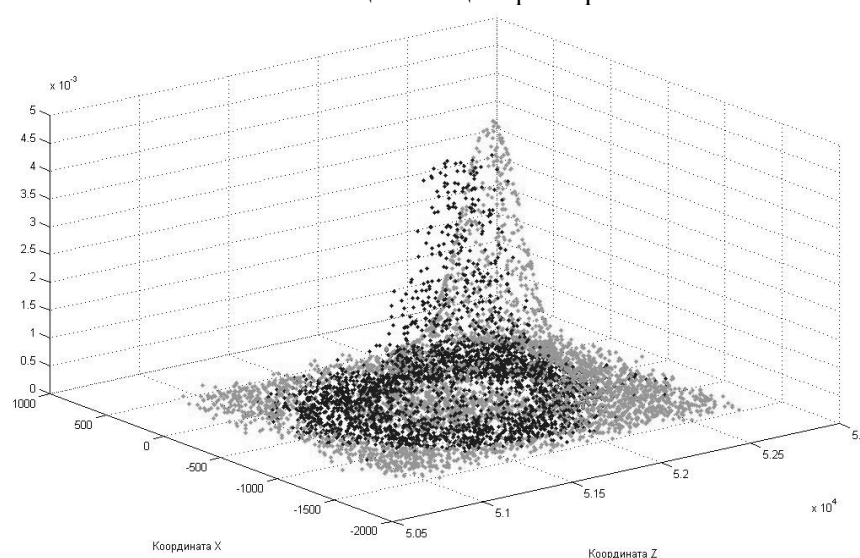


Рисунок 3 – Совокупность точек априорной ПВ (серые точки) и набор точек апостериорной ПВ (черные точки)

Для борьбы с этим явлением в алгоритм фильтрации введена процедура «Последовательной важностной пере выборки» (Sampling Importance Resampling (SIR)). Суть пере-выборки SIR заключается в переносе частиц с малыми весами в области более высокой вероятности. В результате чего, определенное количество частиц образует несколько локальных скоплений. Поэтому алгоритм пере выборки частиц включен непосредственно перед этапом экстраполяции на следующий шаг. Однако пере выборка осуществляется только тогда, когда пороговое значение количества частиц превысит эффективный размер выборки.

Далее этапы фильтрации начинают повторяться и алгоритм фильтрации частиц приобретает рекуррентную форму.

В результате проведенного моделирования работы фильтра частиц и работы фильтра Калмана первого порядка для задающего воздействия первого порядка для случая равномерно движущегося аэродинамического объекта можно сделать ожидаемые выводы: фильтр Калмана имеет меньшую ошибку фильтрации по сравнению с фильтром частиц. В результате проведенного моделирования работы фильтра частиц и работы фильтра Калмана первого порядка для задающего воздействия первого порядка для слу-

чая равномерно движущегося аэродинамического объекта можно сделать ожидаемые выводы: фильтр Калмана имеет меньшую ошибку фильтрации по сравнению с фильтром частиц. Потенциально точность фильтрации фильтра частиц может стремиться к точности фильтра Калмана, но не сможет стать больше, так как фильтр Калмана в этом случае был синтезирован под требуемое гауссово-марковское задающее воздействие. Представленный вывод можно подтвердить результатом фильтрации методом математического моделирования показанном на рисунке 4. На этом рисунке сплошной линией представлена траектория удаляющегося вдоль оси Z (восток) аэродинамического объекта с учетом СКО случайного маневра цели и ошибок разового оценивания РЛС по азимуту и дальности. Линией с окружностями – отфильтрованные оценки с выхода фильтра частиц. И линией с крестиками результат фильтрации фильтром Калмана первого порядка.

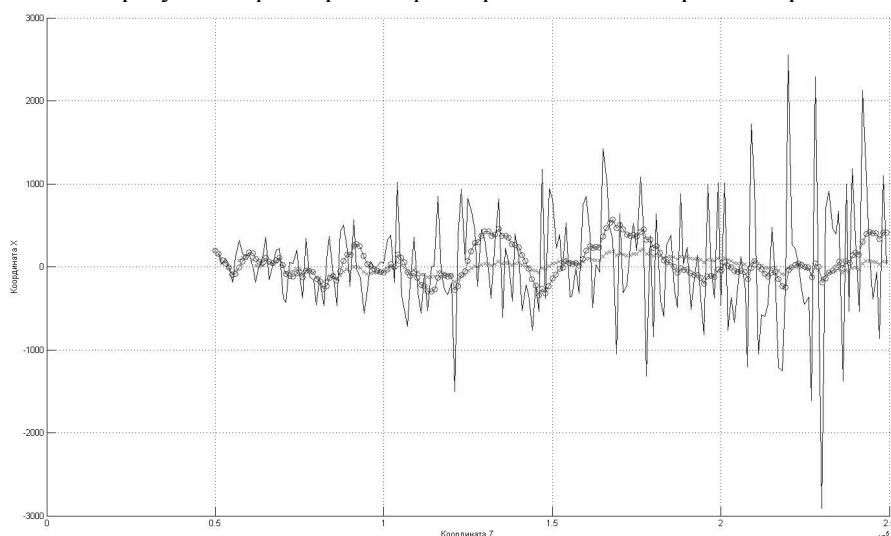


Рисунок 4 – Результаты фильтрации

Можно предположить, что при фильтрации полной скорости объекта, амплитуды сигнала, курса объекта и других параметров распределенных не по гауссовскому закону, результаты сопоставления будут не в пользу фильтра Калмана. Это подтверждается публикациями в зарубежных источниках [3]. Так же ожидается повышение точности фильтра частиц по сравнению с фильтром Калмана при численной аппроксимации функции правдоподобия на выходе устройства обработки принятого сигнала. Это позволит не аппроксимировать форму функции правдоподобия, а непосредственно извлекать ее из сигнала, что безусловно будет полезно при наблюдении отраженного сигнала на фоне компенсации мешающих отражений и в случае не разрешающихся или слабо разрешающихся аэродинамических объектов.

Выводы: в результате проведенного моделирования работы фильтра частиц и работы фильтра Калмана первого порядка для задающего воздействия первого порядка для случая равномерно движущегося аэродинамического объекта можно сделать ожидаемые выводы: фильтр Калмана имеет меньшую ошибку фильтрации по сравнению с фильтром частиц.

Литература.

1. Beyond the Kalman Filter. Particle filters for tracking applications. / B. Ristic, S. Arulampalam, N. Gordon. – ArtechHouse, 2004. - 300 p
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Издание 2-е переработ. и доп. / Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., Леховицкий Д.И., Лещенко С.П., Лосев Ю.И., Николаев А.И., Горшков С.А., Москвитин С.В., Орленко В.М. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Architectures for Efficient Implementation of Particle Filters. / Midorag Bolic, dissertation. Stony Brook University, 2004. – 105p.

4. A Particle filtering approach to joint passive radar tracking and target classification. / Shawn Michael Herman, dissertation. Urbana, Illinois, 2002. – 146p.

ПРИМЕНЕНИЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ ПРИ ПОЛИНОМИАЛЬНОМ ОЦЕНИВАНИИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ НА ФОНЕ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ

¹Ю.Г. Лега, ¹А.С. Гавриш, ²В.В. Коваль

1 – Черкасский государственный технологический университет
18006, Черкассы, бул. Шевченко, 460, каф. радиотехники, тел. 0(472)730261

E-mail: hackee74@yahoo.com

2 – Восточноевропейский университет экономики и менеджмента
18036, Черкассы, ул. Нечуй-Левицкого, 16

The given work offered iterative procedures for finding of roots of equalization of maximization of polynomial at the evaluation of parameters of radio signal on a background additive and multiplicative noises. It is rotined that the Newton-Rafson method can be simplified and transferable on procedure similar to procedure of accumulation of Fisher. Finding of close decision is carried out for equalization of maximization of polynomial at $s = 2$, and the initial approaching is from the decision of equalization at $s = 1$.

Задача обработки сигнала на фоне помех, в частности нахождение оценок параметров радиосигнала, решается в несколько этапов, на каждом из которых стремятся получить наилучший вариант точности обработки [1] за счет:

- улучшения характеристик регистрирующего устройства (физического датчика сигнала), ответственного за сбор исходной информации, характеристики которого определяются в категориях физики;
- оптимизации алгоритма вторичного преобразователя, как средства обработки входных данных (осуществляется за счет подбора адекватной математической модели и оптимальных методов её обработки - определяется в категориях мат статистики);
- учета вычислительных факторов при использовании компьютерной обработки или сигнального процессора и определяется в категориях вычислительной математики.

В данной работе будем считать, что датчик сигнала и алгоритм его обработки подобраны оптимально [2], а основное внимание сосредоточено на оптимизации последнего этапа, связанного с подбором и адаптацией вычислительных методов для нахождения оценок параметров.

Предполагается, что в распоряжении наблюдателя уже имеется выборка независимых неодинаково распределенных выборочных значений $x = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ из генеральной совокупности значений случайной величины

$$x_v = \eta_v \cdot S_v(\vartheta) + \xi_v, \quad (1)$$

где η - мультипликативная помеха, вероятностный характер которой определяется определенным набором кумулянтов или кумулянтных коэффициентов (при $s = 2$ случайная величина описывается математическим ожиданием a , дисперсией χ_2 , коэффициентами асимметрии γ_3 и эксцесса γ_4); ξ - аддитивная центрированная гауссовская помеха с дисперсией κ_2 ; $S_v(\vartheta)$ значение детерминированного сигнала известной формы с неизвестным информативным параметром ϑ в δv -й момент времени (v - номер отсчета, δ - период дискретизации сигнала).

В работе [1] отмечается, что для разных классов процессов существуют «родные» методы обработки сигнала. При моментно-кумулянтном описании негауссовской случайной величины хорошо себя зарекомендовал метод максимизации полинома (метод Кунченко) [3], который «идеологически» близок методу максимального правдоподобия, а получаемые оценки параметров оптимальны в классе полиномиальных преобразований заданной степени s . В работе [2] рассмотрены пути повышения эффективности алгоритма оценивания параметра радиосигнала, принимаемого на фоне аддитивно-мультипликативной помехи при использовании метода Кунченко. Проанализированы статистические свойства получаемых оценок, которые указывают на повышение эффективности оценок

по сравнению с классическими результатами. Показано, что аналитические выражения для нахождения оценок параметров радиосигнала можно получить только при степени полинома $s = 1$, для более высоких степеней необходимо использовать численные процедуры нахождения приближенного решения.

Очевидно, что логическим продолжением, полученных ранее результатов [2], является компьютерная реализация полиномиальных алгоритмов оценивания параметров радиосигнала с использованием численных процедур. Целью данной работы является разработка вычислительных методов полиномиального оценивания параметров радиосигнала, принимаемых на фоне мультипликативно-аддитивных помех.

Для достижения поставленной цели необходимо решить ряд задач:

- выбрать датчик сигнала, который обеспечит заданные статистические характеристики мультипликативной и аддитивной составляющих случайной величины;
- адаптировать итеративную процедуру для нахождения решения уравнения максимизации полинома;
- модернизировать итеративный метод за счет уменьшения объема обрабатываемых данных с целью упрощения вычислений;
- подобрать начальное приближение для решения нелинейного уравнения.

Для исследования эффективности вычислительных методов полиномиального оценивания не обязательно использовать физический датчик сигнала, достаточно воспользоваться программным генератором псевдослучайной последовательности, имитирующим взаимодействие полезного сигнала с аддитивно-мультипликативной помехой. При нахождении оценок квадратичного алгоритма оценивания информативного параметра радиосигнала необходимо воспользоваться бигауссовским генератором случайных величин [4] для получения значений мультипликативной составляющей помехи, имеющей негауссовское распределение, который программно реализован в среде MatLab. Для генерации массива чисел, характеризующих аддитивную составляющую помехи, используется стандартный датчик гауссовской случайной величины. Параллельно с этим формируется радиосигнал, который взаимодействует с составляющими помехи согласно математической модели, описываемой выражением (1).

В данной работе будут исследованы только те численные методы решения уравнений максимизации полинома, в которых используется весь массив исходных данных. В этом случае можно утверждать, что приближенные оценки будут удовлетворять свойствам состоятельности, асимптотической эффективности и т.д.

Согласно методу максимизации полинома скалярная оценка параметра в общем случае находится из решения уравнения максимизации полинома вида

$$\sum_{v=1}^n \sum_{i=1}^s k_{iv}(\vartheta) [x_v^i - m_{iv}(\vartheta)] \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} = 0, \quad (2)$$

которая при степени полинома $s = 2$ запишется в виде

$$\sum_{v=1}^n \left\{ k_{1v}(\vartheta) x_v - a S_v(\vartheta) + k_{2v}(\vartheta) x_v^2 - (\chi_2 + a^2) S_v^2(\vartheta) - \kappa_2 \right\} \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} = 0. \quad (3)$$

Весовые коэффициенты $k_{iv}(\vartheta)$, $i = \overline{1, s}$ находятся из решения системы линейных алгебраических уравнений [3], а при $s = 2$ имеют вид

$$k_{1v}(\vartheta) = \chi_2^{-2.5} \Delta_{2v}^{-1}(\vartheta) C_v(\vartheta) \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} \left(2\gamma_3(q-1) + (\gamma_4 - 2)\sqrt{q} \right) S_v^4(\vartheta) + 2\sqrt{q} p^2 \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}}, \quad (4)$$

$$k_{2v}(\vartheta) = \chi_2^{-2} \Delta_{2v}^{-1}(\vartheta) S_v(\vartheta) C_v(\vartheta) \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} \left(2 - \gamma_3\sqrt{q} \right) S_v^2(\vartheta) + 2p \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}}.$$

где $\Delta_{2v}(\vartheta)$ – главный определитель системы уравнений для нахождения весовых коэффициентов, имеющий вид

$$\Delta_{2v}(\vartheta) = \chi_2^{-3} \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} \left(\gamma_4 + 2 - \gamma_3^2 \right) S_v^6(\vartheta) + (\gamma_4 + 6) p S_v^4(\vartheta) + 6p^2 S_v^2(\vartheta) + 2p^3 \Big|_{\vartheta = \hat{\vartheta}} \quad (5)$$

В выражениях (4), (5) для упрощения записи введены обозначения

$$C_v(\vartheta) = \frac{dS_v(\vartheta)}{d\vartheta}, \quad q = \frac{a^2}{\chi_2}, \quad p = \frac{\kappa_2}{\chi_2}.$$

Подставляя коэффициенты вида (4) в выражение (3) получим окончательное уравнение для нахождения оценки информативного параметра ϑ радиосигнала $S_v(\vartheta)$, к которому будет применяться итеративная процедура

$$\sum_{v=1}^n \frac{\chi_2^3 C_v(\vartheta)}{\Delta_{2v}} \left\{ \frac{1}{\chi_2} \left(2\gamma_3(q-1) + (\gamma_4-2)\sqrt{q} \right) S_v^4(\vartheta) + 2\sqrt{q} p^2 \frac{\chi_2}{\chi_2} \frac{x_v}{\sqrt{\chi_2}} - \sqrt{q} S_v \frac{\chi_2}{\chi_2} + \right. \\ \left. + S_v(\vartheta) \frac{1}{\chi_2} \left(2 - \gamma_3 \sqrt{q} \right) S_v^2 + 2p \frac{\chi_2}{\chi_2} \frac{x_v^2}{\chi_2} - (1+q) S_v^2 - p \frac{\chi_2}{\chi_2} \right\} \bigg|_{\vartheta=\vartheta_k} = 0. \quad (6)$$

Предположим, что ϑ_k является решением уравнения максимизации полинома вида (6), соответствующее k -ой итерации, и обозначим левую часть уравнения (3) функцией $f(x/\vartheta_k)$. Согласно методу Ньютона-Рафсона [3] для нахождения следующего приближенного значения ϑ_{k+1} , необходимо разложить функцию $f(x/\vartheta_k)$ на $(k+1)$ -м шаге в ряд Тейлора в окрестности ϑ_k , полученного на предыдущем k -м шаге итерации, ограничившись двумя членами разложения:

$$f(x/\vartheta_k) + (\vartheta_{k+1} - \vartheta_k) \frac{d}{d\vartheta_k} f(x/\vartheta_k) = 0. \quad (7)$$

Выражая из (7) приближенное значение оценки ϑ_{k+1} на $(k+1)$ -м шаге, легко показать, что итеративная процедура Ньютона-Рафсона имеет вид

$$\vartheta_{k+1} = \vartheta_k - \frac{f(x/\vartheta_k)}{\frac{d}{d\vartheta_k} f(x/\vartheta_k)}. \quad (8)$$

Из выражения (8) видно, что поправка, уточняющая значение оценки на предыдущем шаге, зависит от значения функции и ее производной в точке ϑ_k .

В качестве первого приближения ϑ_1 можно выбирать решение уравнения (2) при степени полинома $s=1$. Легко показать, что в этом случае оценка находится из решения уравнения вида

$$\sum_{v=1}^n \frac{a C_v(\vartheta)}{S_v^2(\vartheta) \chi_2 + \kappa_2} \left[x_v - a S_v(\vartheta) \right] \bigg|_{\vartheta=\vartheta_1} = 0. \quad (9)$$

Например, оценка таких параметров как амплитуда или начальная фаза радиосигнала может быть выражена в явном виде и легко вычислена.

Недостатком вычислительной процедуры вида (8) является необходимость многократной обработки всего массива входных данных. При нахождении оценок максимального правдоподобия используют процедуру накопления Фишера [3], позволяющую уменьшить вычислительные затраты за счет упрощения знаменателя поправки. Учитывая общность методов максимального правдоподобия и максимизации полинома, можно попытаться расширить этот подход и при нахождении полиномиальных оценок.

Представим производную уравнения максимизации полинома в развернутом виде

$$\frac{d}{d\vartheta_k} f(x/\vartheta_k) = \sum_{v=1}^n \sum_{l=1}^s \frac{d}{d\vartheta_k} k_{lv}(\vartheta_k) [x_v^l - m_{lv}(\vartheta_k)] - \sum_{v=1}^n \sum_{l=1}^s k_{lv}(\vartheta_k) \frac{d}{d\vartheta_k} m_{lv}(\vartheta_k). \quad (10)$$

Легко показать, что вследствие усиленного закона больших чисел [3] при $n \rightarrow \infty$ и $k \gg 1$ первое слагаемое выражения (10) с вероятностью 1 стремится к нулю. Даже если объем выборки будет небольшой, первое слагаемое будет исчезающее малым сравнительно

но со вторым, которое описывает количество извлекаемой информации $J_{sn}(\vartheta_k)$ с обратным знаком [3].

Тогда итеративную процедуру вида (8) можно записать в упрощенном виде

$$\vartheta_{k+1} = \vartheta_k + J_{sn}^{-1}(\vartheta_k) f(x/\vartheta_k). \quad (11)$$

При сравнении итеративных процедур вида (8) и (11) очевидно, что вторая значительно проще в вычислительном плане, поскольку на каждом шаге итерации не вычисляется статистика, описывающая первое слагаемое правой части выражения (10).

Используя весовые коэффициенты вида (4) и производные от начальных моментов, легко показать, что при $s = 2$ количество извлекаемой информации описывается выражением

$$J_{2n}(\vartheta_k) = \sum_{v=1}^n \frac{Q_v(\vartheta_k)}{2v(\vartheta_k)}, \quad (12)$$

где числитель выражения (12) имеет вид

$$Q_v(\vartheta_k) = \left[(q\gamma_4 + 4 + 2q - 4\gamma_3\sqrt{q})S_v^4(\vartheta_k) + 4p(1+q)S_v^4(\vartheta_k) + 2pq^2 \right] C_v^2(\vartheta_k) \gamma_2^3.$$

В качестве начального приближения для вычислительной процедуры вида (11) также целесообразно использовать оценку, найденную из уравнения (9) при $s = 1$.

Рассмотренные вычислительные методы полиномиального оценивания параметров радиосигнала при степени полинома $s = 2$ реализованы в пакете MatLab.

Выводы. При использовании сложной модели взаимодействия полезного сигнала и помехи для нахождения корней уравнений максимизации полинома необходимо использовать численные методы. При нахождении оценок максимального правдоподобия хорошо себя зарекомендовали различные варианты метода Ньютона-Рафсона, поэтому именно этот метод был адаптирован для нахождения приближенного решения уравнения максимизации полинома при $s = 2$. При минимальной степени полинома $s = 1$ эффективность оценки может быть заметно ниже, однако такая оценка может быть найдена аналитически, а в силу своей состоятельности вполне пригодна для начального приближения корня уравнения. Недостатком процедуры Ньютона-Рафсона являются большие вычислительные затраты при большом объеме выборки n , которые частично устраняются при использовании процедуры накопления Фишера.

Литература.

1. Драган Я.П., Медиковський М.О., Сікора Л.С., Яворський Б.І., Міюшкович Ю.Г. Принципи лінійного статистичного оцінювання в задачах управління і прийняття рішень. // Праці III Міжнародної науково-практичної конференції «Обробка сигналів і негауссівських процесів»: Тези доповідей. – Черкаси: ЧДТУ, 2011, С.36-38.
2. Коваль В.В. Застосування методу максимізації поліному для оцінювання параметрів радіосигналу на фоні адитивно-мультиплікативних завад. // Праці III Міжнародної науково-практичної конференції «Обробка сигналів і негауссівських процесів»: Тези доповідей. – Черкаси: ЧДТУ, 2011, С.116-118.
3. Кунченко Ю.П., Лега Ю.Г. Оценка параметров случайных величин методом максимизации полинома. К.: Наукова думка, 1992. 180 с.
4. Заболотній С.В., Чепинога А.В., Салипа С.В. Спосіб генерації випадкових величин. А.с. України №57092 // Бюл. №3, 2011 р.

О ВЛИЯНИИ ПАРАМЕТРОВ МЕТОДА *ROOT-MUSIC* НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛА МЕСТА МАЛОВЫСОТНЫХ ЦЕЛЕЙ НАД ВЗВОЛНОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ МОРЯ

Педенко Ю.А.

Институт радиопизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

61085, Харьков, ул. Ак. Проскуры, 12, тел. (057) 720-33-33,

E-mail: pedenko@ire.kharkov.ua

In this analysis, dependences of estimating elevation errors of the low-altitude point target over a rough surface of the sea versus input parameters of *root-MUSIC* algorithm was tested at invariable linear dimension of the vertical receiving array. Researches were executed by computer modelling with use of the "glistening surface" model for surface reflections under conditions both strong and faint diffuse reflection. A number of regularity is discovered, including increase of the estimating elevation accuracy with growth of quantity of the spatial samples a receiving signal, and at increase in signal subspace dimension of more than two.

Введение. В последние годы опубликован ряд работ, посвященных использованию метода *MUSIC* [1] при измерении углов места маловысотных целей над взволнованной поверхностью моря. Использование этого метода требует выбора ряда его параметров, влияющих в итоге на точность измерений. Неудовлетворительные результаты полученные, например, в работе [2], можно объяснить как раз необоснованным их выбором. Действительно, как отмечалось в работе [3], предпосылки, положенные в основу метода *MUSIC* не в полной мере соответствуют реальным условиям формирования сигналов над неровной поверхностью моря или суши. Особенность задачи угловых измерений состоит в том, что ее решение должно быть направлено на повышение точности измерения исключительно пеленгуемого источника излучения. Точность измерений углов места остальных сигналов, например, зеркального отражения, нас интересуют лишь постольку, поскольку она способствуют решению основной задачи. В таком случае рекомендации, относящиеся к задачам традиционного использования метода *MUSIC*, т.е. к задачам спектрального анализа, требуют в нашем случае критического пересмотра. В связи с этим необходимо ответить на ряд вопросов, которые касаются зависимостей ошибок измерения угла места цели от ряда параметров, том числе:

- от размерности подпространства сигналов M ;
- от порядка P автокорреляционной матрицы пространственных выборок принимаемых сигналов (размер матрицы при этом равен $(p+1) \times (p+1)$);
- от количества пространственных выборок принимаемых сигналов K (при сохранении размера вертикальной антенной решетки).

Очевидно, следует стремиться к уменьшению значений перечисленных параметров, так как это упрощает техническую реализацию радиолокационных комплексов и уменьшает требования к быстродействию их бортовых ЭВМ.

Что касается размерности подпространства сигналов, то в опубликованной литературе безальтернативно используется значение $M = 2$, определяемое по количеству детерминированных сигналов – прямого от цели и зеркально отраженного от поверхности раздела. Однако, учитывая выводы работы [3], в которой установлен факт преобладающего влияния на величину ошибок измерения диффузных отражений, приходящих от ближних к приемной антенне участков поверхности, есть смысл учесть их, увеличив подпространство сигналов. С размерностью последнего связан и порядок автокорреляционной матрицы P вследствие необходимости выполнения условия $p \geq M$.

Методика исследований. Исследования проводились путем численного статистического моделирования на ЭВМ с использованием модели поля, разработанной нами [4] на основе теории "блестящей поверхности" [5].

Для исследований была выбрана типичная геометрия трассы, вертикальный размер приемной антенной системы и рабочая длина волны, соответствующие реальным усло-

виям работы РЛС. Волнение моря было выбрано таким, чтобы обеспечить условия сильного диффузного отражения. При этом параметры трассы и волнения, использованные при моделировании, были следующими: длина трассы – 2000 м; высота центра приемной антенны над поверхностью – 12 м; высота точечного источника излучателя – 10,6 м; среднеквадратическое значение высоты морских волн – 0,266 м (умеренное волнение моря силой около 3 баллов); максимальный наклон неровностей морской поверхности – 0,05; рабочая длина радиоволны $\lambda = 3,2$ см; вертикальный размер антенной решетки $L = 2,5$ м, расстояние между соседними элементами решетки – $\lambda/2$, а их количество $N = 156$. Поле при моделировании создавалось изотропным точечным источником излучения, что обеспечивало равномерную подсветку всей "блестящей поверхности", участвовавшей в формировании диффузного отражения.

При указанных выше параметрах угловая высота цели над поверхностью $\varepsilon_T = 0,3 \theta_{0,5}$ ($\theta_{0,5}$ – ширина суммарной диаграммы направленности виртуальной моноимпульсной антенны, имеющей размер L , по уровню половинной мощности), $\theta_{0,5} = 1^\circ$; коэффициент зеркального отражения – 0,5; коэффициент диффузного отражения – 0,35.

Для получения оценок угла места в широком диапазоне разностей фаз $\Delta \varphi_0$ между прямым и зеркальным отраженным сигналом, реализации поля рассчитывались для ряда $\Delta \varphi_0 = 0; 20; 40 \dots 340^\circ$ в центре решетки. С этой целью фаза отражения сигнала от поверхности в точке зеркального отражения задавалась таким образом, чтобы получить указанный ряд значений $\Delta \varphi_0$. Такой результат при строгом подходе (т.е. при сохранении постоянной фазы отражения в точке зеркального отражения) можно получить путем незначительных смещений центра решетки по высоте, либо некоторого изменения рабочей частоты, однако это неоправданно затруднило бы выполнение исследований.

На первом этапе для данной геометрии трассы, параметров морской поверхности и каждой из разностей фаз $\Delta \varphi_0$ в соответствии с [4] вычислялся ряд независимых реализаций поля A_n в раскрыве вертикальной эквидистантной линейной решетки, где $n = 1 \dots N$ – номер элемента решетки. Для каждого сочетания параметров рассчитывалось по 500 реализаций.

На втором этапе выполнялось вычисление (измерение) углов места с использованием варианта метода *MUSIC*, известного как метод *root-MUSIC*. Для каждого измерения использовалась единственная реализация поля в раскрыве приемной решетки.

С целью исследования зависимости ошибок измерения угла места от количества пространственных выборок основная решетка разбивалась на K подрешеток, которые примыкали друг к другу и содержали по I элементов каждая. Использовались следующие сочетания значений K и I (в скобках): (17); 12(13); 17(9) и 26(6). Как видно, при $K = 9$ и 17 использовалось 153 элемента из 156, что практически не повлияло на основные выводы. Различные комбинации значений P и M выбирались в диапазоне от 2 до приблизительно $K/3 \dots K/2$, при этом соблюдалось условие: $p \geq M$.

В данной работе не затрагивался очень важный вопрос, связанный с правилом выбора из подпространства сигналов решения, соответствующего измеряемой цели – он нуждается в специальном исследовании. Здесь же, как и в работе [3], углу места цели присваивалось значение из подпространства сигналов, которое менее остальных отличалось от $0,5 \theta_{0,5}$.

При формировании пространственных выборок полагалось, что оси элементарных антенн, синтезируемых на базе подрешеток, направлены под нулевым углом к горизонту. Таким образом, возможность повышения точности измерений за счет подъема осей элементарных антенн [3] в данной работе не использовалась.

Весовые коэффициенты для элементов каждой из подрешеток рассчитывались с использованием функции Хэмминга, что обеспечивало уровень боковых лепестков элементарных антенн около –40 дБ. Таким образом, пространственная выборка, формируе-

мая виртуальной антенной на базе k -й подрешетки, вычислялась в виде: $\dot{U}_k = \sum_{i=1}^I \dot{a}_{ki} G_i$, где $\dot{a}_{ki} = \dot{A}_{i+I(k-1)}$ – сигнал на i -м элементе k -й подрешетки; G_i – значение весового коэффициента на i -м элементе подрешетки.

На третьем этапе выполнялась статистическая обработка полученных результатов. Были получены среднеквадратические значения ошибок измерения угла места при различных сочетаниях исследуемых параметров.

Результаты исследований. Рассмотрим рис. 1. На нем в виде точек, соединенных отрезками прямых, представлены зависимости среднеквадратических ошибок измерения угла места от параметра P . Каждая точка соответствует одному из сочетаний параметров M и P . Важно отметить, что все точки на рис. 1 получены по одним и тем же совокупностям реализаций поля $\dot{A}_n$. Они соединены линиями по признаку принадлежности к одному и тому же значению параметра M . При этом значение M для каждой кривой соответствует значению P в ее начале (так, сплошные кривые относятся к $M = 2$, крупно-штриховые – к $M = 3$, мелко-штриховые – к $M = 4$ и т.д.). Каждая из четырех групп зависимостей получена при соответствующем значении количества пространственных выборок K от 9 до 26.

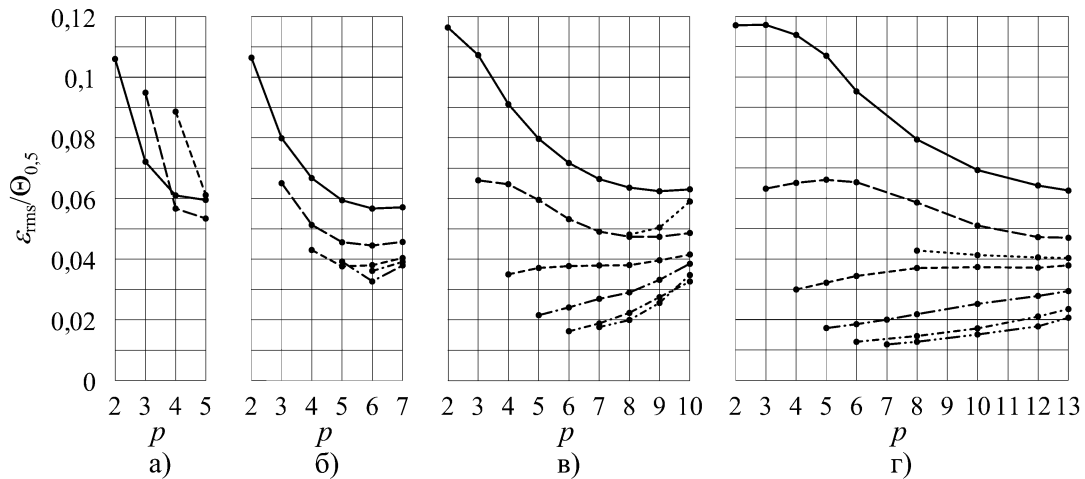


Рис.1. Зависимости среднеквадратических ошибок измерения угла места от порядка автокорреляционной матрицы при высоком уровне диффузного отражения от поверхности моря: а) – $K = 9$; б) – 12; в) – 17; г) – 26

Следует обратить внимание на то, что при увеличении количества пространственных выборок сигнала появляется возможность уменьшения ошибок измерения. Так, наименьшее значение ошибок при $K = 9$ составило $0,053 \Theta_{0,5}$ (рис.1а), при $K = 17$ – $0,016 \Theta_{0,5}$, а при $K = 26$ – $0,012 \Theta_{0,5}$ (рис. 1г). Отсюда следует, что двукратное увеличение количества выборок позволило повысить точность более чем в 3, а при трехкратном – более чем в 4 раза.

Во-вторых, наблюдается сильная зависимость ошибок измерения от размерности подпространства сигналов. Выбор $M = 2$, как это принято в известных теоретических и экспериментальных работах, оправдан лишь при малых значениях K (рис.1а). В то же время из анализа всего рис.1 видно, что при $M = 2$ наименьшие ошибки, обеспечиваемые соответствующим выбором порядка автокорреляционной матрицы, почти не зависят от количества пространственных выборок. При этом среднеквадратические ошибки измерения мало отличаются от значения $0,06 \Theta_{0,5}$ для всех K , что значительно хуже, чем при более высоких размерностях M . Так, в случае $K = 26$, $P = M = 7$ наблюдается приблизительно пятикратное увеличение точности по сравнению с ситуацией, когда $K = 26$, $M = 2$, $P = 13$ (рис.1г).

Естественно, уменьшить ошибки измерения за счет увеличения размерности подпространства сигналов можно лишь, используя достаточное количество пространственных выборок сигнала. Так, минимальные ошибки можно получить, как видно из рис.1в и 1г, при $M = 5 - 7$ и выполнении условия: $K \approx (3 - 4)M$.

В-третьих, увеличение порядка автокорреляционной матрицы P приводит к улучшению точности измерений лишь при наименьших из исследуемого их диапазона значений, как M , так и K . Это видно на примере всех зависимостей рис.1а, а также кривых при $M = 2$ и 3 на рис.1б-в и при $M = 2$ на рис. 1г. С увеличением значений параметров M и K эта зависимость ослабевает и даже меняется на противоположную. На рис.1в можно видеть все этапы этой трансформации. Так, зависимости при $M = 2$ и 3 показывают улучшение точности с ростом порядка матрицы; зависимость при $M = 4$ свидетельствует о слабой зависимости ошибок от порядка матрицы; при $M \geq 4$ – об ухудшении точности с ростом P . В последнем случае наименьшие ошибки измерения угла места цели обеспечиваются при минимально возможной для текущего значения M размерности автокорреляционных матриц, т.е. при $P = M$.

Однако существует некоторое значение M , превышение которого приводит к резкому ухудшению точности. Это видно из сравнения, например графиков, относящиеся к $M = 7$ (малые ошибки) и $M = 8$ (рост ошибок) на рис.1в и рис.1г. Причина этого обусловлена появлением в подпространстве сигналов решений вблизи направления на цель и ухудшения в связи с этим вероятности правильного выбора из них того, которое соответствует цели.

Выводы. Основные рекомендации по выбору параметров метода *root-MUSIC* при измерении угла места точечной цели над морем в условиях сильного диффузного отражения радиоволн от его поверхности можно сформулировать так:

- для достижения высокой точности измерения, следует отказаться от традиционно используемой размерности подпространства сигналов, равной двум; увеличение размерности подпространства до значений 5 – 7 и использование количества пространственных выборок сигнала, которое равно утроенному – учетверенному значению указанной размерности, позволяет повысить точность измерений в несколько раз по сравнению со случаем размерности равной двум;
- при соблюдении условий предыдущего пункта выводов максимальная точность измерений достигается, когда порядок автокорреляционной матрицы сигналов совпадает с размерностью подпространства сигналов.

Литература.

1. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения /пер. с англ.– М.: Мир, 1990.– 584 с.
2. R.K. Howell. d-MUSIC, a real time algorithm for estimating the DOA of coherent sources using a single array snapshot //Proceedings of IEEE International Conference on "Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999". – 1999. – vol.5. – pp.2881–2884
3. Педенко Ю.А. Особенности использования метода *MUSIC* для измерения угла места маловысотных целей над взволнованной поверхностью моря // Радиопизика и электроника. –2010. –т.15, №3. –С.65–70
4. Разказовский В.Б., Педенко Ю.А. Модель поля миллиметровых и сантиметровых волн над морем для исследования методов измерения углов места низколетящих целей// Радиопизика и электроника. –Харьков: Институт радиопизики и электроники НАН Украины. –2003. –т.8, № 1. –С.22–23.
5. Бартон Д. Радиолокационное сопровождение целей при малых углах места // Тр.ин-та инж.по электротехнике и электронике. -1974. – т.62, №6. -С.37-61.

МЕТОДИКА ДВУХЭТАПНОГО ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА МЕСТА В 3D РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА С ФАР

Пичугин М. Ф., Соболенко С. А., Носова А. Д.

Житомирский военный институт имени С. П. Королева Национального
авиационного университета

10014, Житомир, пр. Мира, 22, научный центр, тел. (04141) 25-04-91,

E-mail: nunya_13@mail.ru.

There is a lecture about the problems of increase of exactness of measuring of angular co-ordinate in 3D radar with antenna array, intended for air traffic control.

В радиолокационных станциях (РЛС) кругового обзора с фазированной антенной решеткой (ФАР), которые используются, в том числе, для управления воздушным движением, для обзора заданного сектора по углу места формируется диаграмму направленности (ДН) специальной формы, которая состоит из веера парциальных ДН. Такой способ позволяет сократить энергетические затраты станции и оптимизировать процесс обнаружения и сопровождения воздушных объектов с заданной точностью. Однако возможны ситуации, когда точность полученной информации может оказаться недостаточной для принятия управленческого решения (например, отказ навигационной аппаратуры самолета во время полета). Исходя из этого, актуальной задачей является отыскание новых подходов к получению координатной информации с повышенной точностью штатными радиолокационными средствами с минимальными затратами на их реализацию.

Известно, что значения среднеквадратической погрешности (СКП) измерения угла места σ_β рассматриваемой РЛС значительно превышают погрешности измерения азимута σ_α (см. рис. 1).

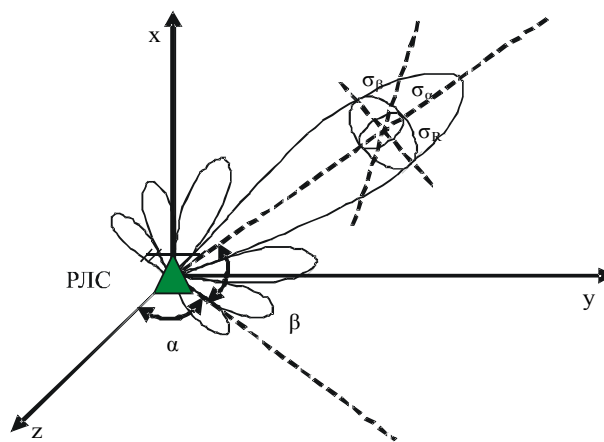


Рис. 1. Эллипсоид погрешностей определения координат воздушного объекта

Данная особенность связана со способом формирования ДН антенной системы станции: на базе одной ФАР из M элементов формируется N парциальных ДН, причем в формировании одного луча участвуют только K элементов, количество которых определяется отношением общего количества элементов к количеству парциальных ДН, которые они формируют. Использование такого способа влечет за собой увеличение СКП измерения угла места и ухудшает разрешающую способность РЛС. На сегодняшний день внедрение современных технологий цифрового диаграммообразования позволяет получать более точные значения координат воздушных объектов, путем разработки новых методов получения координатной информации.

Для повышения точности измерения параметров движения воздушного объекта в 3D РЛС кругового обзора предлагается применить методику двухэтапного измерения

координат лоцируемого объекта, где на первом этапе используется штатный режим работы станции, а на втором – режим уточнения угла места. Предложенный режим уточнения основан на формировании двух дополнительных более узких лучей в пределах ДН антенной системы в направлении исследуемого объекта. Вариант его применения представлен на рис. 2.

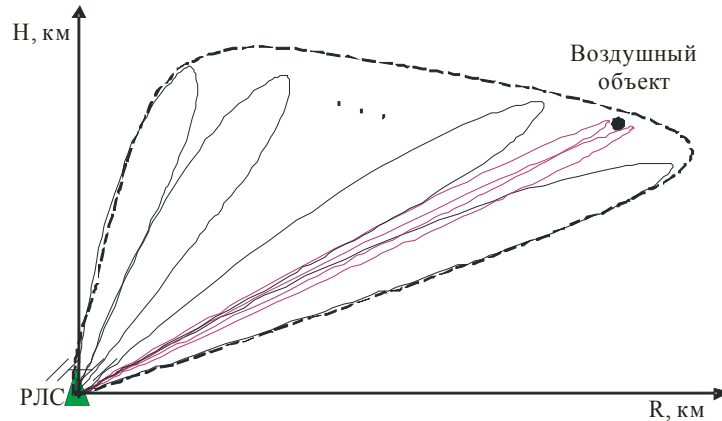


Рис. 2. Вариант применения методики измерения угловой координаты воздушного объекта

Для реализации предложенного режима необходимо дополнить существующее программное обеспечение цифровой системы формирования ДН станции соответствующим алгоритмом формирования дополнительных лучей.

В процессе разработки методики двухэтапного измерения угла места была разработана имитационная модель алгоритма формирования дополнительных лучей для обеспечения режима уточнения, а также структурная схема его внедрения.

ФАР рассмотренной РЛС построена на базе решетки линейных излучателей, ДН каждого из которых, исходя из его конструкции, эквивалентна ДН открытого конца волновода в Е-плоскости (1):

$$F_{el}(\beta, \omega) = \frac{1 + \cos \beta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot b}{\lambda} \cdot \sin \beta\right)}{\frac{\pi \cdot b}{\lambda} \sin \beta}, \quad (1)$$

где β – угол падения электромагнитной волны; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; b – линейный размер волновода в Е-плоскости; λ – длина волны.

Для формирования каждой парциальной ДН из веера необходимо задействовать M элементов решетки. Исходя из этого, аналитическая запись парциальной ДН с учетом (1) примет вид:

$$F_{prom}(\beta, \beta_{max_m}, \omega) = W(n) \cdot F_{el}(\beta, \omega) \cdot f_{syst}(\beta, \beta_{max_m}, \omega), \quad (2)$$

где β_{max_m} – направление главного максимума парциальной ДН; $W(n) = \cos \text{esc}^2(\beta_{max_n})$ – множитель, который учитывает специальную форму результирующей ДН в вертикальной плоскости; $f_{syst}(\beta, \beta_{max_m}, \omega)$ – множитель системы (3):

$$f_{syst} = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot k \cdot d_y \cdot (\sin \beta - \sin \beta_{max_m})}, \quad (3)$$

где A_m – амплитудное распределение для открытого конца волновода в Е-плоскости; M – количество элементов, формирующих парциальную ДН; m – номер парциальной ДН; $k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ – волновое число; d_y – расстояние между элементами в решетке излучателей в вертикальной плоскости.

Формирование дополнительных лучей осуществляется с помощью двух антенных подрешеток сформированных на базе существующей решетки по известному принципу [2]. Таким образом реализуется амплитудный моноимпульсный метод измерения угловой координаты воздушного объекта. В соответствии с этим получена аналитическое выражение для ДН дополнительных лучей:

$$F_{\text{prom}_S}^{\text{dod}}(\beta, \beta_{\text{max}_i}, \omega) = F_{\text{el}}(\beta, \omega) \cdot \sum_{i=0}^{I-1} A_i \cdot e^{-j \cdot i \cdot k \cdot d_y (\sin \beta - \sin \beta_{\text{max}_i})}, \quad (4)$$

где β_{max_i} – направление главного максимума дополнительного луча; I – количество элементов подрешетки, которая формирует i -ый дополнительный луч; A_i – амплитудное распределение в подрешетке.

На основании (4) для амплитудной сумарно-разностной моноимпульсной системы проведено исследование эффективности применения предложенной методики, где в качестве параметра оценивания была выбрана пеленгационная характеристика РЛС в штатном режиме и после применения режима уточнения угловой координаты (см. рис. 4.):

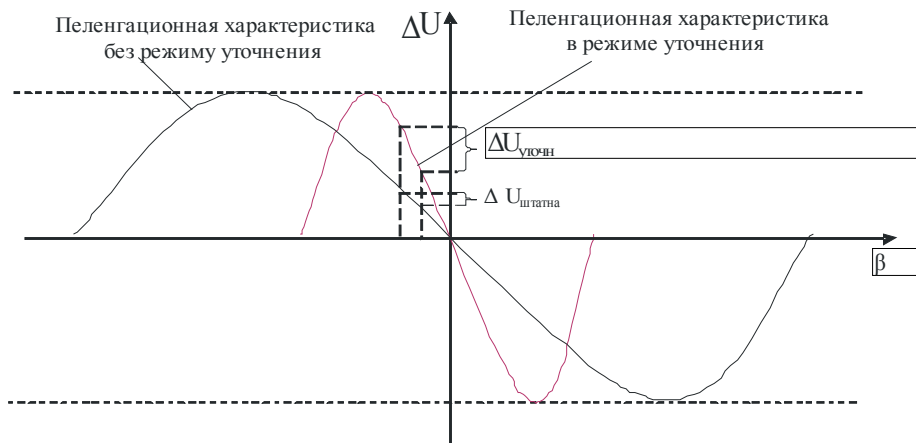


Рис. 4. Пеленгационная характеристика РЛС кругового обзора в штатном режиме и после активации режима уточнения угловой координаты

Как видно из рис. 4, полученная пеленгационная характеристика после активации режима уточнения угловой координаты имеет большую крутизну μ , что иллюстрирует положительное изменение значения погрешности пеленгования

$$\sigma_{\text{МЕТ}}^2 \downarrow \cong \frac{\sigma_{\mu}^2}{\mu^2 \uparrow} \cdot \left(\frac{\lambda}{2 \cdot L \cdot \sin(\theta_{x0})} \right)^2.$$

Таким образом, внедрение предложенной методики двухэтапного измерения угла места позволит повысить точность определения параметров движения воздушного объекта и разрешающую способность РЛС кругового обзора без внесения дополнительных конструктивных изменений в антенно-фидерную систему станции.

Литература.

1. Шифрин Я. С. Антенны. / Я. С. Шифрин. – Х. : ВИРТА, 1976. – 407 с..
2. Леонов А. И. Моноимпульсная радиолокация. / А. И. Леонов, К. И. Фомичев. – М. : Радио и связь, 1984. – 312 с..
3. Чорнобородов М. П. Підвищення тактико-технічних характеристик РЛС 79К6 (80К6) “Пелікан”. / М. П. Чорнобородов // Системи управління, навігації та зв’язку. – 2008. – № 1 (5) – С. 64 – 67.

где текущая высота экрана z_i зависит для координаты y_i от углового коэффициента $\tan(\psi)$ и синусоиды с амплитудой A_m . Экран с верхним краем, условно обозначенным прямой MN, располагался на нулевой высоте и поворачивался на углы θ и ψ вокруг осей симметрии, проходящих через точку К. Для анализа влияния на радиосигнал шероховатой границы края экрана в части опытов на прямую MN в пределах интервала интегрирования накладывались 10 периодов синусоиды с различной амплитудой. Горизонтальная дальность между корреспондирующими пунктами составляла всегда 1000 м, длина радиоволны 1 см. Изменяя высоту точечного источника Т в диапазоне от 0 до 10 м, строились высотные зависимости ошибок пеленгования как азимутальные, так и угломестные. Как и в работе [5] угловые ошибки определялись разностнофазовым методом. Если не оговорено в тексте специально, то высота центра приемной антенной системы составляла 2 м, база между приемными антеннами 0,1 м с диаметрами апертуры 0,6 м с распределением амплитуд по Хэммингу [7].

Анализ результатов. Рассмотрим результаты моделирования. На рис.2 представлены высотные зависимости азимутальных ошибок источника излучения для горизонтально расположенного экрана ($\psi = 0$) с различными углами поворота в плоскости XOY (угол θ на рис.1). Для выбранной геометрии трассы (дальность 1 км, высота центра приемной антенной системы 2 м и экрана на дальности 500 м) размер первой зоны Френеля над экраном с нулевой высотой составлял около 1,58 м. Формирование сигнала от не усеченной первой зоны Френеля станет возможным с высоты источника излучения около 1,57 м. Как видно из рис.2, именно до этой высоты азимутальные ошибки носят устойчивый характер, присущий угловым ошибкам, полученным в условиях частичной затененности антенной системы. Знак азимутальных ошибок зависит от условно выбранного направления поворота экрана (сравни кривую 2 с углом поворота 30° и кривую 3 с углом поворота минус 30°). Амплитуда азимутальных ошибок пропорциональна углу поворота экрана и с ростом высоты источника излучения возрастает. Так на высоте источника излучения около 8..10 м амплитуда азимутальной ошибки для кривой 2 (угол поворота экрана в горизонтальной плоскости 30°) почти в два раза больше, чем для кривой 1 (угол поворота экрана в горизонтальной плоскости 15°).

На рис.3 представлены высотные зависимости азимутальных ошибок источника излучения. Экран располагался строго перпендикулярно линии связи (угол $\theta = 0$) и поворачивался в вертикальной плоскости на различный угол в плоскости ZOY (угол ψ на рис.1). Очевидно, что поворот экрана в вертикальной плоскости эквивалентен повороту антенной системы при неподвижном горизонтально расположенном экране, и при увеличении угла поворота экрана в вертикальной плоскости (ZOY), будет происходить постепенная трансформация азимутальных ошибок в угломестные, уровень которых, как правило, на порядок выше. Видно, что амплитуда азимутальных ошибок практически не зависит от высоты источника излучения и приблизительно на два порядка превышает амплитуду азимутальных ошибок для случая поворота экрана в плоскости XOY (рис.2).

На рис.4 представлены высотные зависимости азимутальных ошибок источника излучения для экранов с синусоидальными границами при различных углах поворота экрана как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. Если для варианта расположения экрана с $\theta = \psi = 0$ азимутальные ошибки практически отсутствовали, то наложение на край экрана 10-ти периодов синусоиды с амплитудой 5λ (5 см) привело к появлению азимутальной ошибки с амплитудой около 0,05 мрад практически во всем диапазоне изменения высоты источника излучения (кривая 1 рис.4). Увеличение амплитуды синусоидальной шероховатости края экрана до 10λ привело к еще большим значениям азимутальной ошибки (кривая 2 рис.4). Поворот экрана с краем в виде синусоиды амплитудой 5λ на 15° в горизонтальной плоскости практически не повлиял на характеристики азимутальных ошибок источника излучения (кривые 1 и 4 практически совпадают). Поворот же экрана с синусоидальной границей на 15° в вертикальной плоскости привел к изменению фазы азимутальной ошибки.

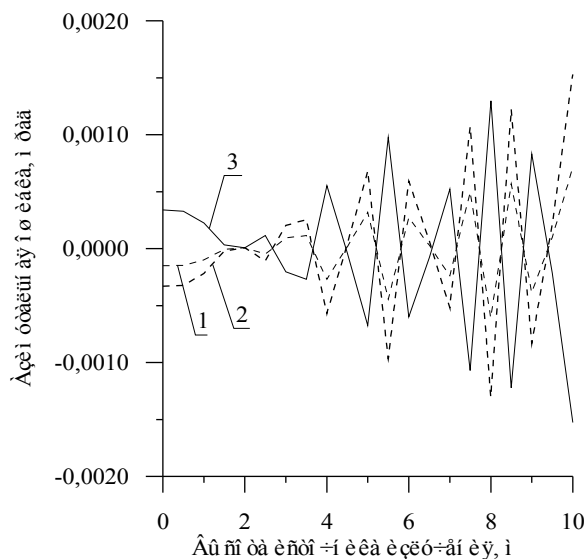


Рис.2. Высотные зависимости измерения азимутальных ошибок источника излучения при различных углах поворота экрана в плоскости XOY (угол θ рис.1). 1- угол поворота экрана 15° , 2- угол поворота экрана 30° , 3- угол поворота экрана -30° .

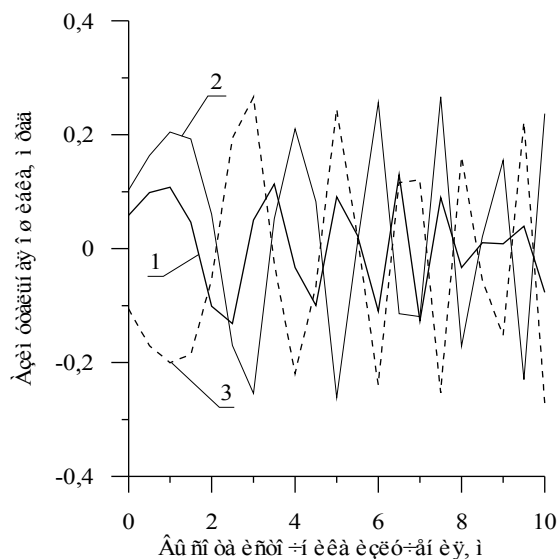


Рис.3. Высотные зависимости измерения азимутальных ошибок источника излучения при различных углах поворота экрана в плоскости ZOY. 1- угол поворота $\psi = 15^\circ$, 2- угол поворота $\psi = 30^\circ$, 3- угол поворота $\psi = -30^\circ$.

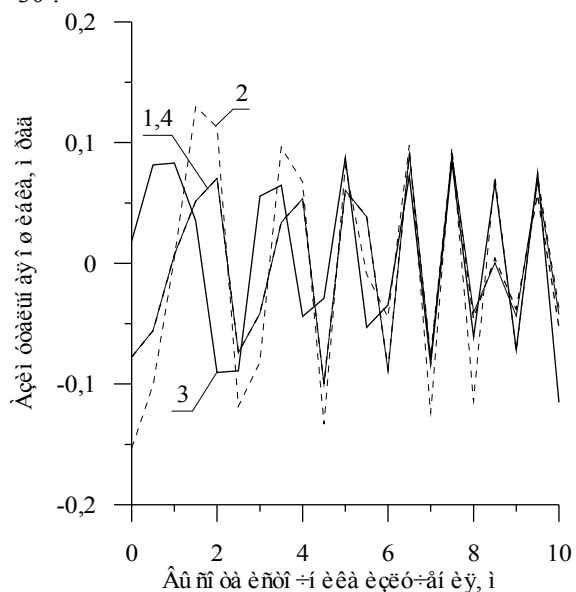


Рис.4. Высотные зависимости измерения азимутальных ошибок источника излучения. 1- углы поворота экрана $\theta = \psi = 0$, амплитуда синусоидальной неровности края экрана $A_m = 5\lambda$ (5 см), 2 - $\theta = \psi = 0$, $A_m = 10\lambda$ (10 см), 3 - $\theta = 0$, $\psi = 15^\circ$, $A_m = 5\lambda$ (5 см), 4 - $\theta = 15^\circ$, $\psi = 0$, $A_m = 5\lambda$ (5 см).

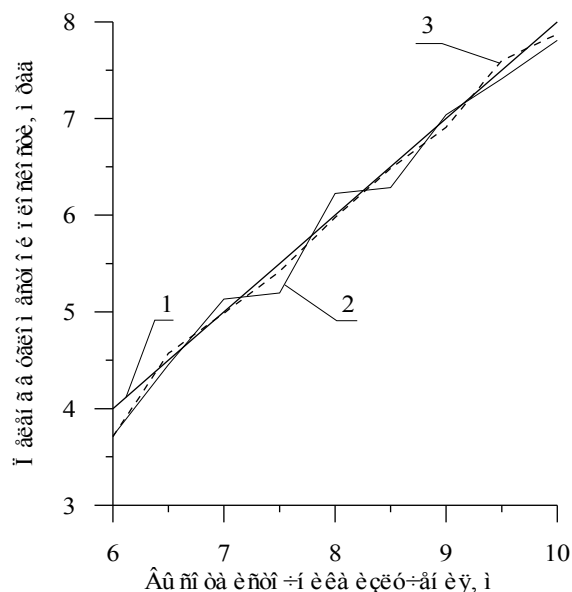


Рис.5. Высотные зависимости значений пеленга источника излучения в угломерной плоскости при различной амплитуде неровностей экрана. 1- истинное направление на цель, 2- амплитуда синусоидальной неровности края экрана 5λ (5 см), 3- амплитуда синусоидальной неровности края экрана 10λ (10 см).

Причем наложение на край экрана шероховатости при прочих равных условия приводит к снижению амплитуды азимутальных ошибок приблизительно в 2 раза (сравни кривые 1 рис.3 и 3 рис.4). Похожая ситуация наблюдается и для угломерных ошибок. На рис.5 представлены высотные зависимости пеленга источника излучения в угломерной плоскости для экрана с углами поворота $\theta = \psi = 0$ и шероховатой границей представленной десятью периодами синусоиды с амплитудами 5 и 10 длин радиоволны. Видно, что увеличение амплитуды неровностей края экрана с 5λ (кривая 2 рис.5) до 10λ (кривая 3

рис.5) приводит к заметному снижению угломестной ошибки во всем приведенном диапазоне изменения высоты источника излучения. Здесь можно провести аналогию с экспериментальными данными по измерению угловых ошибок, когда увеличение шероховатости подстилающей поверхности приводит к уменьшению угловых ошибок из-за снижения уровня зеркальной компоненты.

Проведенные расчеты показали слабую зависимость азимутальных ошибок от высоты антенной системы до высот источника излучения около 8 м. При используемой геометрии трассы для высоты источника излучения более 8 м происходит снижение азимутальных ошибок. Увеличение апертуры приемных антенн приводит к снижению азимутальных ошибок во всем диапазоне изменения высоты источника излучения, что согласуется с выводами теоретических и экспериментальных работ по измерению угловых ошибок. Наибольшая чувствительность азимутальных ошибок получена при реализации так называемого “внеосевого” метода сопровождения цели. При поднятии луча на 25 мрад происходит заметное (в 3...5 раз) снижение уровня азимутальных ошибок. Полученные результаты согласуются с выводами многочисленных экспериментальных работ, в частности [7], в которых отмечалось снижение угловых ошибок при ориентации оси антенной системы выше линии горизонта (оптимальная величина поднятия оси диаграммы направленности согласно [7] составляет 0,8 от ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности).

Выводы. Для трехмерного случая с использованием численного метода моделирования дифракции Френеля на полубесконечном экране исследованы особенности измерения азимутальных ошибок источников излучения при малых углах скольжения в окрестностях границ тени. При вращении экрана в горизонтальной плоскости (ХОУ) амплитуда азимутальных ошибок пропорциональна углу поворота экрана и с ростом высоты источника излучения возрастает. Увеличение угла поворота экрана в вертикальной плоскости (ЗОУ) приводит к росту амплитуды изменений азимутальных ошибок, которые приблизительно на два порядка превышают амплитуду азимутальных ошибок для случая поворота экрана в плоскости ХОУ. Знак азимутальной ошибки зависит от направления поворота экрана. Наложение на гладкий край экрана шероховатой границы приводит к уменьшению угловых ошибок (как азимутальных так и угломестных), что можно объяснить снижением уровня когерентной компоненты поля переизлученного краем экрана. Снижение азимутальных ошибок с увеличением высоты расположения приемной системы, увеличением диаметра приемных антенн, поднятием главного луча над линией горизонта (внеосевой метод) говорит о непротиворечивости предлагаемой модели известным теоретическим и экспериментальным работам по определению угловых ошибок

Литература.

1. Разказовский В.Б. Поле миллиметровых радиоволн над сушей при малых углах скольжения // Зарубеж. радиоэлектрон. Успехи совр. радиоэлектроники.-2000.- №3.- С.3-34.
2. Разказовский В.Б. Дифракция на полуплоскости с неровным краем в задаче распространения радиоволн над поверхностью при малых углах скольжения // Изв. вузов. Радиофизика.- 1997.- 40, №8.- С.965-979.
3. Tzaras C., Saunders S.R. An Improved Heuristic UTD Solution for Multiple-Edge Transition Zone Diffraction // IEEE Trans. Antennas Propagat.-2001.- AP-49, No 12.- P.1678-1682.
4. Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Распространение сантиметровых и миллиметровых радиоволн под малыми углами скольжения: модель многократной дифракции на экранах // Изв. вузов. Радиофизика.- 2008.- 51, №8.- С.700-710.
5. Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Измерение угла места источника излучения при дифракционной модели распространения радиоволн // Радиофизика и электроника.- Харьков: Ин-т радиофизики и электрон.- 2008.- 13, № 3.- С.494-502.
6. Полищук Ю.М. Корреляция пространственных флуктуаций амплитуды и фазы волны, дифрагированной на неровном экране // Изв. вузов. Радиофизика.- 1968.- 11, №1.- С.72-82.
7. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям. - М: Сов. радио, 1976. - 392 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА МЕСТА МАЛОВЫСОТНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ МЕТОДОМ *root-MUSIC* В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

В. Б. Разказовский, Ю. Ф. Логвинов, Ю. А. Педенко

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина. E-mail: vadimr@ire.kharkov.ua

The influence of the multipath propagation of millimeter radio-waves over the sea on accuracy of measurement of elevation angle of low-level radiation source by a spectral estimation *root-MUSIC* algorithm is investigated. The received signal was modeled by the design procedure of a field developed in last years over a rough surface at strong shadowing, applicable up to zero sliding angles. Errors of measurement of an elevation angle achieved by *root-MUSIC* algorithm has been compared with monopulse and off-axes technique. Advantages of method *root-MUSIC* are noted at angles equal to some tenth of the direction-finding antenna pattern width.

Введение. Известна проблема измерения угла места над поверхностями моря и суши радиолокационных целей, в частности аппаратов, летящих на высотах до нескольких метров, в условиях многолучевого распространения радиоволн [1]

Прогресс в области антенных решеток и средств обработки сигналов дал толчок развитию новых методов разделения (разрешения) радиолокационных отражений от близко расположенных целей [2]. Сложность технической реализации этих методов, в особенности в миллиметровом диапазоне, повышает роль компьютерного моделирования работы при их исследовании. В данной работе описывается разработанная авторами методика и результаты моделирования работы одного из методов определения угловой высоты точечного источника излучения над морской поверхностью с ветровым волнением.

Для исследования выбран метод *root-MUSIC*, имеющий согласно [2] ряд преимуществ при использовании одномерной антенной решетки. Даваемые им результаты пеленгования сравниваются с результатами, получаемыми в тех же условиях при использовании широко известных моноимпульсного и внеосевого методов измерения угла места.

Методика моделирования. Моделирование пеленгования над морем включало расчет поля сигналов, создаваемых точечным изотропным излучателем, и обработку этого поля в соответствии с алгоритмами, реализующими методы пеленгования.

Метод моделирования поля подробно рассмотрен в [3], отметим его особенности. Во-первых, он учитывает специфику распространения миллиметровых и сантиметровых радиоволн при очень малых высотах, когда в переизлучении участвуют только гребни волн, не затененные другими элементами поверхности. Во-вторых, в методе не используются какие-либо гипотезы о статистических свойствах суммарного поля, в частности, о присутствии в нем когерентной с излученной источником составляющей.

Протяженность трассы при моделировании $D = 2040$ м, длина радиоволны $\lambda = 8$ мм. Высоты излучателя и центра антенной решетки задавались равными друг другу: $h_T = h_{RO} = 5; 10; 15; 20$ м.

Поле сигнала моделировалось в точках, которые соответствовали координатам элементов эквидистантной вертикальной приемной антенной решетки. Решетка содержала 32 элементарных антенн с разнесением между ними 0,025 м и шириной диаграммы направленности каждой около 23° . При наиболее типичных апертурных функциях ей соответствовала диаграмма направленности шириной по уровню половинной мощности $\theta_{0,5} = 13$ мрад. Выбранные параметры позволили охватить как область умеренного влияния многолучевого распространения, для которой $\theta_{0,5} \geq \theta_T \geq 0,5\theta_{0,5}$ ($h_T = 15; 20$ м), так и сильного – $\theta_T < 0,5\theta_{0,5}$ ($h_T = 5; 10$ м), где $\theta_T = h_T/D$ – угловая высота источника над средним уровнем моря.

С целью сокращения затрат машинного времени (в десятки и сотни раз) использовалось допущение, что для всех точек приемной апертуры, координаты всех переизлуча-

ющих точек поверхности остаются такими же, как для ее центра. Тем не менее, пришлось ограничиться количеством независимых реализаций для каждой совокупности исходных параметров двадцатью независимыми реализациями формы поверхности моря.

Моделировались умеренное состояние моря: скорость ветра на высоте 10 м над поверхностью 6...8 м/с. В модели считалось, что этим скоростям ветра соответствуют длины волн максимумов спектра 40 м. При этом число переизлучающих гребней составляет в среднем 40 для $h_T = h_{RO} = 5$ м и до 140 при $h_T = h_{RO} = 20$ м. При моделировании предполагалось, что облучающее поле имеет линейную поляризацию либо в плоскости падающей волны (условно «вертикальную»), либо ортогональную ей («горизонтальную»). Учитывалось влияние на локальные значения коэффициентов отражения и дифракции мелко-масштабных неровностей; среднеквадратическое значение высоты этих неровностей $\sigma_h = 0; 0,01$ и $0,02$ м.

Моделирование измерений методом *root-MUSIC* выполнялось при следующих условиях: количество пространственных выборок сигнала – 16 (каждая выборка – результат суммирования сигналов в двух соседних элементарных антеннах), размерность подпространства сигналов – 3, размер автокорреляционной матрицы – 4×4 . Из трех решений излучателю присваивался угол места, который наименее отличался от значения $0,5 \theta_{0,5}$.

Для реализации моноимпульсных и внеосевых измерений в пределах решетки формировались две парциальные 28-элементные антенны, фазовые центры которых были смещены по высоте друг по отношению к другу на 7,5 см. Ширина диаграмм этих антенн составляла около 14,5 мрад. Использовалось два варианта ориентации максимумов их диаграмм направленности: на горизонт и под углом около 8 мрад выше горизонта, сопровождаемом ослаблением сигнала излучателя примерно на 3 дБ. Первый из них соответствовал моноимпульсным измерениям, а второй – внеосевым. Угол места вычислялся с использованием разности фаз сигналов в этих антеннах.

Результаты моделирования. Наглядно представить влияние пространственной структуры поля на работу радиосистемы позволяет анализ угловых спектров плоских волн. Их форма идентична зависимости амплитуды сигнала от угла наклона оси диаграммы направленности θ_A антенны, синтезированной по всей апертуре решетки. На рис. 1 приведены примеры угловых спектров для высот 5 и 20 м.

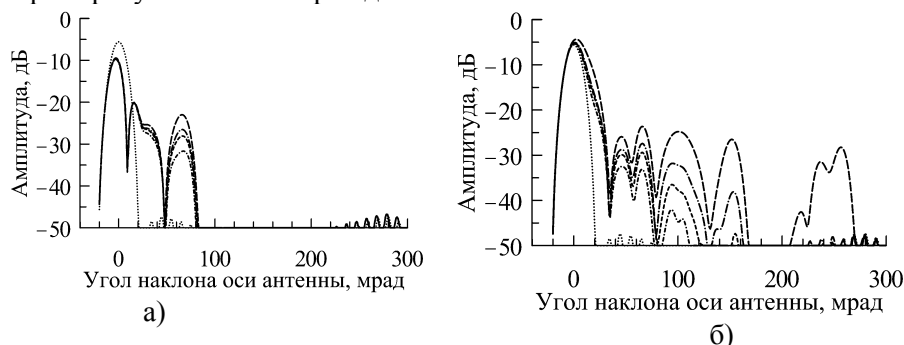


Рисунок 1. Угловые спектры плоских волн: а) – $h_T = h_{RO} = 5$ м; б) – $h_T = h_{RO} = 20$ м; пунктирная кривая - спектр в отсутствии отражений от моря (повторяет форму диаграммы направленности приемной антенны); штриховые линии – горизонтальная поляризация; штрих-пунктирные – вертикальная; длинные штрихи – $\sigma_h = 0$; короткие – $\sigma_h = 0,02$ м.

Анализ зависимостей на рис. 1 показывает следующее:

- при высоте корреспондирующих пунктов 20 м основной лепесток сливается с соседним, а максимум такого суммарного лепестка смещен по отношению к направлению на излучатель;
- при высоте корреспондирующих пунктов 5 м антенна формирует сильно искажен-

ный интерференцией лепесток;

- количество максимумов угловых спектров значительно меньше числа переизлучающих гребней морских волн, и их максимумы не соответствуют направлениям на последнее, таким образом угловой спектр отображает результат интерференции многих переизлученных сигналов;

- поляризация и мелкомасштабные неровности наиболее сильно влияют на переизлучение участков морской поверхности, направления на которые образуют значительные углы с поверхностью;

- при рассматриваемых параметрах трассы и размерах апертуры антенн формирование сигнала главного лепестка углового спектра происходит в результате суммирования переизлучения практически от половины трассы, прилежащей к источнику, содержащей десятки гребней волн, являющихся точечными вторичными источниками излучения. При $h_T = h_{RO} = 20$ м наблюдается достаточно уверенное выделение прямой волны источника на фоне волн, переизлученных гребнями на поверхности. При $h_T = h_{RO} = 5$ м, как показывает анализ всех модельных данных, в большинстве случаев максимум спектра, отождествляемый с прямой волной, не имеет четко выраженной границы с отражениями от поверхности. Четко выражено уменьшение интенсивности переизлучения поверхностью при появлении мелкомасштабных неровностей.

Результаты расчетов ошибок измерения угла места с использованием метода *root-MUSIC* приведены на рис. 2. Рис. 2а дает представление о разбросе ошибок измерения угла места источника излучения. Значения ошибок представлены в виде четырех групп по по шесть столбцов в каждой. Каждая группа относится к одному и тому же соответствующему значению высоты корреспондирующих пунктов. Подгруппы столбиков 1 - 3 (нумерация слева направо) соответствуют горизонтальной поляризации излучения, 4 - 6 – вертикальной. Внутри подгрупп σ_h последовательно принимает значения 0; 0,01 и

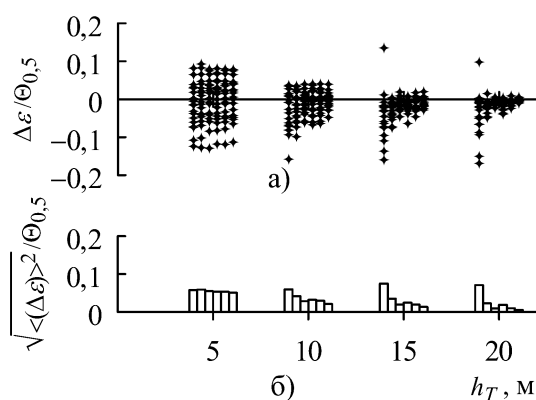


Рис. 2. Ошибки измерения угла места излучателя методом *root-MUSIC*: а) - разброс ошибок; б) – среднеквадратические значения ошибок

0,02 м. Каждая точка соответствует одной из 20 независимых реализаций поверхности.

Видно, что при всех высотах отдельные ошибки превышают $0,15 \Theta_{0,5}$, хотя наиболее вероятные значения лежат в существенно более узкой области.

Представление о количественных характеристиках ошибок дает рис.2б, на котором в виде столбиковых диаграмм представлены их среднеквадратические значения. Даже в самом неблагоприятном случае условий работы – на горизонтальной поляризации и гладкой поверхности – они не превышают $0,08 \Theta_{0,5}$. Рост ошибок в рассматриваемом случае соответствует выводу работы [4] о том, что при использова-

нии метода *MUSIC* наибольшее влияние на величину ошибок измерения угла места оказывает диффузное отражение, принимаемое из ближней к приемной антенне зоны поверхности моря (сравните спектры на рис.1б при углах более 100 мрад). При вертикальной поляризации сигнала, высотах корреспондирующих пунктов более 10 м и наличии мелкомасштабных неровностей ошибки, в основном, не превышают $0,03 \dots 0,04 \Theta_{0,5}$.

Результаты моделирования ошибок измерения угла места моноимпульсным и внеосевым методами приведены на рис. 3 и 4. Из сравнения графиков видно, что в области сильного влияния поверхности раздела измерения координат ($h_T = h_{RO} = 5$ м) метод *root-MUSIC* превосходит по точности внеосевой почти в два раза, который примерно в два

раза точнее простого моноимпульсного.

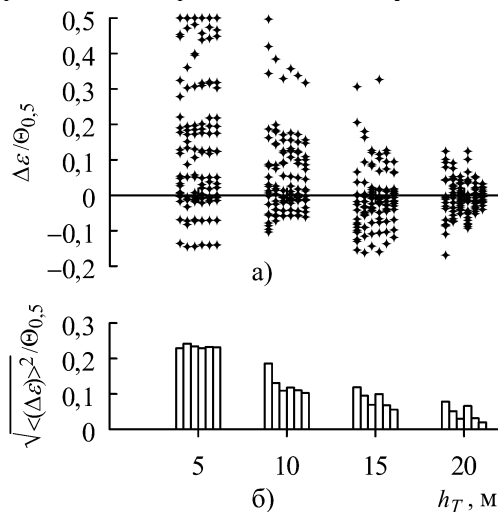


Рис. 3. Ошибки измерения угла места излучателя моноимпульсным методом: а) - разброс ошибок; б) – среднеквадратические значения ошибок

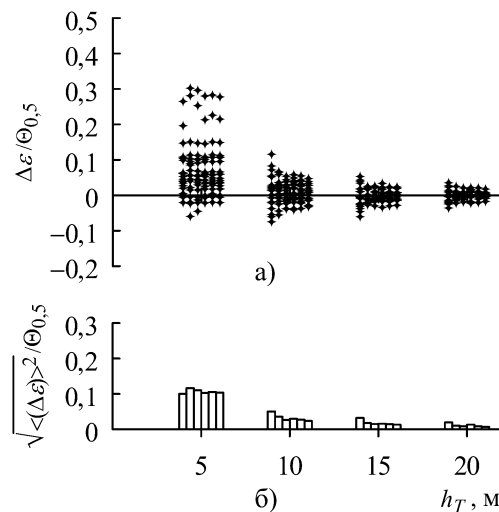


Рис. 4. Ошибки измерения угла места излучателя внеосевым методом: а) - разброс ошибок; б) – среднеквадратические значения ошибок

При большей высоте точности первых двух методов практически одинаковы, не считая отмеченного выше случая повышенных ошибок метода *root-MUSIC* при горизонтальной поляризации и в отсутствие на ней ряби. При использовании простого моноимпульсного измерения ошибки в 2...4 раза превышают имеющие место при применении двух других, рассмотренных выше способов пеленгования.

Выводы. При использовании модели поля, учитывающей влияние всех переизлучающих элементов поверхности и механизмов переизлучения, действующих при малых углах скольжения и отказе при моделировании от гипотезы о присутствии в переизлученном поле когерентной составляющей установлено, что:

- при угловых высотах менее полуширины диаграммы направленности пеленгационной антенны, применение метода *root-MUSIC* позволяет примерно в два раза повысить точность измерения угла места по сравнению с внеосевым методом, который, в свою очередь, примерно в два раза точнее моноимпульсного;
- в области умеренного влияния многолучевого распространения точности методов *root-MUSIC* и внеосевого практически совпадают и в 3...4 раза превосходят точность простого моноимпульсного.

Литература

1. Бартон Д. Радиолокационное сопровождение целей при малых углах места / Д. Бартон // ТИИЭР.- 1974.- 62, №9.- С.37-61.
2. Дрогалин, В.И. Меркулов, И.Б. Родзивилов и др. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа // Успехи современной радиоэлектроники.- 1998.- №2.- С. 3-17.
3. Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Эвристическая модель поля миллиметровых и сантиметровых радиоволн над взволнованной морской поверхностью при сильных затенениях // Радиофизика и электроника.- Харьков: Ин-т радиофизики и электрон.- 2008.- 1(15), № 4.- С.23-31.
4. Педенко Ю.А. Особенности использования метода MUSIC для измерения угла места маловысотных целей над взволнованной поверхностью моря // Радиофизика и электроника.-2010.- 15, №3.- С. 65-70.

РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ОДНОЗНАЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РАДИОЛОКАТОРАХ

Седышев С.Ю., Воронцов М.Н.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
220057, Минск-57, кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств,
тел. (029) 550-01-259

This paper shows the possibility of expanding the range of unambiguous radial velocity of targets in a pulse-Doppler radar at the expense of complicating the law of modulation of the probing signals. The accumulation of echoes in the Doppler filters reduces the required power of the transmitter pulse.

Использование сложных зондирующих сигналов (ЗС) в радиолокации позволило разрешить противоречие между разрешающей способностью и дальностью действия РЛС, повысить их помехоустойчивость, уменьшить пиковую мощность излучения передающих устройств (РПУ). Применение псевдослучайных последовательностей (ПСП) для формирования сложных шумоподобных сигналов (ШПС) позволило повысить электромагнитную совместимость РЛС, улучшить эффективность использования радиодиапазона за счет кодового разделения зондирующих сигналов [1, 2].

В докладе показано, что использование в качестве ЗС $U_0(t)$ последовательности взаимно ортогональных ШПС (1) позволяет в заданное число раз расширить диапазон однозначного измерения радиальной скорости цели $V_{\text{одн}}$ при сохранении заданного интервала однозначной дальности $r_{\text{дл}}$ в РЛС обзора.

$$U_{\text{одн}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_k(t - kT), \quad (1)$$

$$\text{где } \int_{-\infty}^{+\infty} U_i(t)U_j^*(t)dt = 0 \quad \forall i \neq j, i, j = \overline{1, N} \text{ – условие взаимной ортогональности;} \quad (2)$$

N – число взаимно ортогональных ШПС;

$T_{\text{п1}}$ – период повторения взаимно ортогональных ШПС, обеспечивающий требуемый диапазон однозначного измерения радиальной скорости,

$$T_{\text{п1}} = \frac{\lambda}{4\psi V_{\text{одн}}}; \quad (3)$$

а заданный интервал однозначной дальности обеспечивается количеством N взаимно ортогональных законов модуляции:

$$T_{\text{п}} = 2r_{\text{дл}} / c; \quad N = \text{int}[T_{\text{п}} / T_{\text{п1}}]. \quad (4)$$

Квадратурная составляющая последовательности взаимно ортогональных ШПС показана на рисунке. Ошибка: источник перекрестной ссылки не найден.

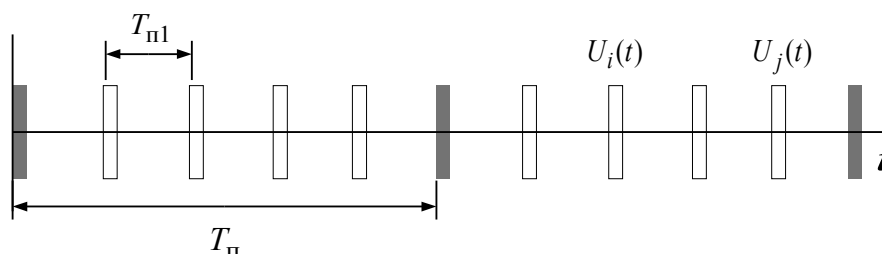


Рисунок 1. Квадратурная составляющая ЗС из пяти взаимно ортогональных ШПС

Функция неопределенности (ФН) последовательности ЗС (1)

$$\rho(\tau, F) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}(t) \dot{u}^*(t - \tau) e^{-j2\pi Ft} dt \right|^2, \quad (5)$$

где $u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} U_0(t - nT_{\Pi}), \quad (6)$

в сравнении с ФН обычной (без взаимной ортогональности) последовательностью ЗС [2] показана на рисунке 1.

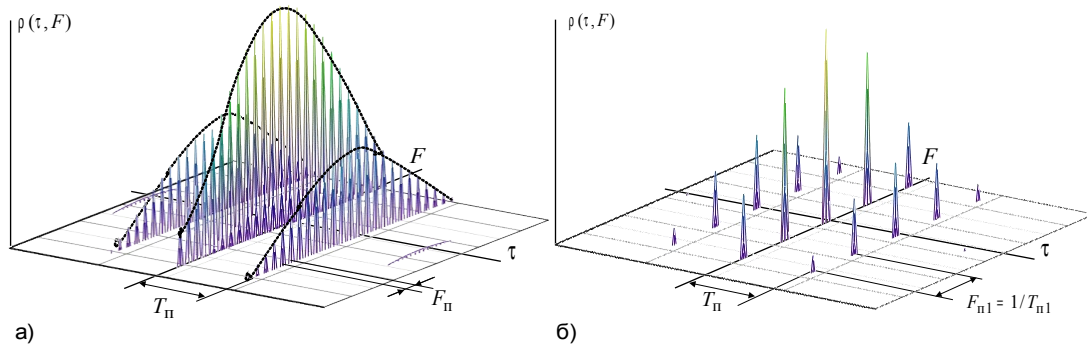


Рисунок 1 – Тело неопределенности:
а – обычной последовательности ЗС;
б – последовательности из трех ЗС (1), состоящих из пяти взаимно ортогональных ШПС

Структурная схема устройства обработки последовательности отраженных сигналов (ОС) для ЗС (1) показана на рисунке 2.

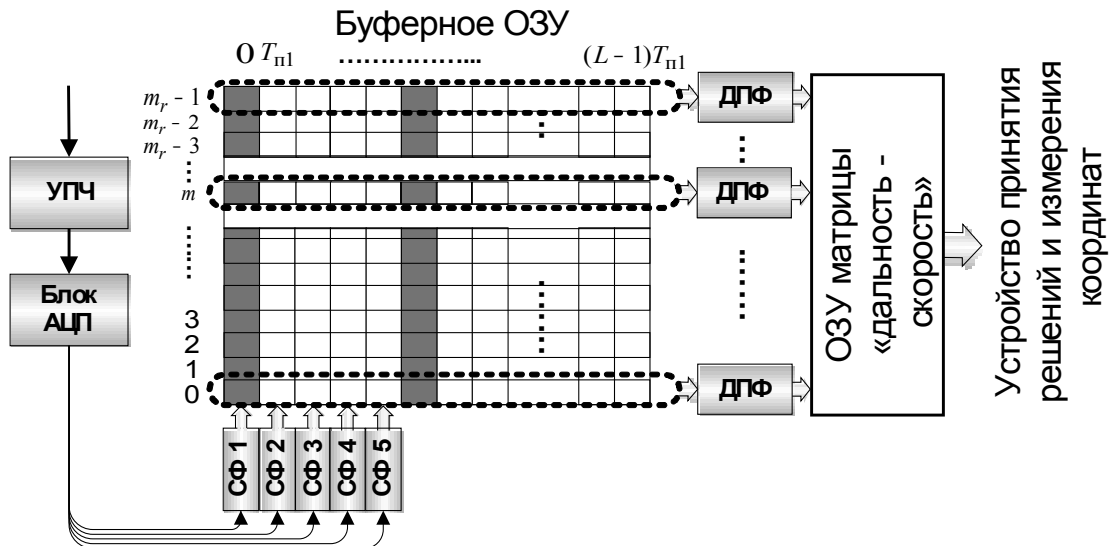


Рисунок 2 – Структурная схема устройства обработки последовательности ОС

На рисунке m_r – число элементов РЛС по дальности, L – число когерентно накапливаемых комплексных отсчетов через период T_{n1} в каждом m -м элементе разрешения РЛС по дальности.

Фактическое увеличение в N раз частоты повторения РЛС приводит к необходимости устранения «слепых» дальностей. Для этого вводится вобуляция периода повторения $T_{п1}$ от пачки к пачке из L ЗС. Пусть за время наблюдения ОС T_n было принято L_n импульсов, и пусть число сменных периодов повторения было выбрано равным K . Тогда число импульсов для когерентного накопления $L = L_n / K$, а разрешающая способность по радиальной скорости равна

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2LT_{п1}}. \quad (7)$$

Рассмотрим возможность расширения диапазона однозначного определения радиальной скорости для аэродромного радиолокатора кругового обзора АОРЛ МТА-85 «Экран» со следующими характеристиками:

$P_0 = 15 \cdot 10^3$ Вт – импульсная мощность; $T_0 = 25$ мкс – длительность импульса; $T_n = 1$ мс – средний период повторения; $\lambda = 0.23$ м – средняя длина волны; $\Delta \beta \approx 1.5^\circ$ – ширина диаграммы направленности РЛС по азимуту на прием или на передачу; $T_{\text{вз}} = 5$ с – период обзора по азимуту.

В АОРЛ используется ЛЧМ (НЧМ) закон модуляции ЗС с полосой $\Delta f_0 = 1$ МГц, что обеспечивает разрешающую способность по дальности $\Delta r = 150$ м. Период повторения обеспечивает требуемую однозначную дальность $r_{\text{одн}} = 150$ км, при этом однозначная скорость очень мала: $V_{\text{одн}} = \pm 57.5$ м/с. Поэтому в РЛС обзор по радиальной скорости не производится, на этапе междупериодной обработки осуществляется когерентная компенсация мешающих отражений и некогерентное накопление сигнала.

Рассмотрим, например, увеличение диапазона однозначного определения радиальной скорости до $V_{\text{одн}} = \pm 300$ м/с. Тогда, в соответствии с (3) и (4)

$$T_{п1} = \frac{0.23}{4 \cdot 300} \approx 1.9 \cdot 10^{-4} \text{ с}, \quad N \approx 5.$$

Число импульсов за время наблюдения отраженных от цели сигналов

$$L_n = \frac{\Delta \beta \cdot \eta T_{\text{обз}}}{360^\circ \cdot \eta T_{п1}} = \frac{1.545}{360^\circ \cdot 4 \cdot 1.9 \cdot 10^{-4}} \approx 109.$$

Пусть число сменных периодов повторения выбрано $K=3$. Тогда число импульсов для когерентного накопления $L = 36$, а разрешающая способность по радиальной скорости равна $\Delta V_r = 17$ м/с.

Организация обзора пространства радиолокационного наблюдения по частоте Доплера осуществляется после накопления в буферном ОЗУ (рисунок 2) результатов согласованной фильтрации путем применения алгоритма ДПФ для каждой m -й строки буферной памяти. Результаты работы алгоритма ДПФ записываются в выходной двумерный буфер памяти размером $m_r \times L$ элементов, который содержит квадраты модулей комплексных амплитуд когерентно накопленных сигналов в элементах разрешения РЛС по дальности, что позволяет судить о радиальных скоростях обнаруженных в этих элементах дальности целей в диапазоне однозначной скорости $V_{\text{одн}} = \pm 300$ м/с.

Таким образом, применение составного закона модуляции ЗС в виде взаимно ортогональной последовательности из N шумоподобных сигналов, позволяет

- в N раз расширить интервал однозначного определения радиальной скорости цели;
- в L раз увеличить отношение сигнал/шум за счет когерентного накопления. При условии неизменности характеристик зоны действия РЛС это позволяет уменьшить в L раз импульсную мощность передатчика. Для примера АОРЛ импульсная мощность может быть уменьшена до значения $P_0 = 15 \cdot 10^3 / 36 \approx 420$ Вт.

Платой за использование последовательности ЗС (1) является:

- усложнение формирователя законов модуляции ЗС;
- необходимость в N согласованных со своим законом модуляции цифровых фильтрах;
- усложнение адресации при пересылке данных внутривнутрипериодной обработки;
- появление проблемы «слепых» дальностей.

Однако уже только одно из рассмотренных достоинств – снижение в L раз импульсной мощности передатчика и, следовательно, многократное уменьшение его стоимости, делает привлекательным ЗС в виде последовательности взаимно ортогональных ШПС.

Литература.

1. В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка – СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с: ил.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Ширман Я.Д., Николаев А.И., Горшков С.А., Леховицкий Д.И., Маляренко С.А., Лещенко С.П., Орленко В.М., Москвитин С.В. Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. – 512с.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИЗНАЧЕННЯ ТОЧНОСТІ ТА РОЗРІЗНЮВАЛЬНОЇ СПРОМОЖНОСТІ БАГАТОЧАСТОТНОГО ФАЗОВОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНЕЙ

Шинкарук О.М., Любчик В.Р., Килимник О.М.
Хмельницький національний університет
29016, Хмельницький, вул. Інститутська 11,
каф. радіотехніки та зв'язку, тел. (094) 981-29-06
E-mail: vitaly1612@gmail.com

In the present study shows the mathematical relationships of the calculation accuracy and resolution of the multifrequency phase method of measuring distances. It is shown that the greatest influence on the accuracy and resolution of a linear transformation of the primary system of equations. With proper selection range of frequency may reduce errors introduced by the primary conversion.

Питанням дослідження точності і розрізняювальної спроможності вимірювання відстаней в радіолокації пристячена значна кількість робіт. [1-3] На точність і розрізняювальну спроможність значною мірою впливають тривалість зондуючих імпульсів, кореляційна обробка, частотний діапазон сигналів. При застосуванні фазових методів, про розрізняювальну спроможність не говорять, але точність залежить від частотного діапазону. [3] Розроблені багаточастотні фазові методи вимірювання відстаней дозволяють визначати відстані до багатьох об'єктів шляхом вимірювань сумарних векторів сигналів відбитих від усіх цілей та розв'язання системи лінійних рівнянь і знаходження коренів багаточлена. [4, 5] В даній роботі необхідно розв'язати задачу знаходження точності та розрізняювальної спроможності фазового багаточастотного методу вимірювання відстаней до багатьох об'єктів.

На точність та розрізняювальну спроможність впливають: параметри зондуючого сигналу, частотний діапазон, точність вимірювальних приладів за допомогою яких проводять вимірювання параметрів зондуючих сигналів. При застосуванні імпульсних сигналів, точність та розрізняювальна спроможність методу вимірювання відстаней визначається шириною смуги частот сигналу відповідно до теореми Вінер-Хінчіна. [8] Але застосування векторних співвідношень для визначення відстаней потребують принципово інших підходів до визначення точності та розрізняювальної спроможності методу.

Розглянемо докладніше фазовий багаточастотний метод вимірювання відстаней. Зондування відбувається гармонійними сигналами на декількох частотах. Кількість частот визначається кількістю об'єктів, відстані до яких необхідно визначити. Кількість частот повинна бути в два рази більшою ніж кількість об'єктів, тому що невідомими є фази сигналів відбитих від кожного об'єкту та амплітуди сигналів. При відбитті від кожного об'єкту усі сигнали повертаються у приймальну антену де геометрично складаються. Таким чином, на антену приходить сумарний сигнал параметри якого вимірюються за допомогою фазометра і вольтметра. В результаті вимірювань отримуємо ряд значень векторів сумарних сигналів. На цьому етап вимірювань закінчується. Наступним етапом є етап обчислень. На основі отриманих значень векторів сумарних сигналів записуємо систему лінійних рівнянь. В загальному вигляді вона виглядає наступним чином:

$$\begin{vmatrix} b_1 & -b_2 & \dots & (-1)^{(n-1)+1} b_{n-1} & (-1)^{n+1} b_n \\ b_2 & -b_3 & \dots & (-1)^{n+1} b_n & (-1)^{(n+1)+1} b_{n+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_n & -b_{n+1} & \dots & (-1)^{(2n-2)+1} b_{2n-2} & (-1)^{(2n-1)+1} b_{2n-1} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \dots \\ r_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} b_{n+1} \\ b_{n+1} \\ \dots \\ b_{2n} \end{vmatrix} \quad (1)$$

При проведенні вимірювань відбитих сумарних сигналів кожен вектор визначається його модулем $|\vec{a}_{\Sigma i}|$ та фазовим зсувом $\phi_{\Sigma i}$. При проведенні вимірювань параметрів сигналів, вони вимірюються з деякою похибкою, яка визначається методом вимірювання і

інструментальною похибкою. Похибка модуля вектора сумарного сигналу - $\Delta |\bar{a}_{\Sigma i}|$, похибка вимірювання фазового зсуву сумарного сигналу - $\Delta \phi_{\Sigma i}$. Отже, отримуємо вектор сумарного сигналу з похибкою:

$$\bar{\tilde{a}}_{\Sigma i} = \bar{a}_{\Sigma i} + \Delta \bar{a}_{\Sigma i}. \quad (2)$$

Якщо позначити в системі рівнянь (1) матриці:

$$A = \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 & \dots & (-1)^{(n-1)+1} b_{n-1} & (-1)^{n+1} b_n \\ b_2 & -b_3 & \dots & (-1)^{n+1} b_n & (-1)^{(n+1)+1} b_{n+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_n & -b_{n+1} & \dots & (-1)^{(2n-2)+1} b_{2n-2} & (-1)^{(2n-1)+1} b_{2n-1} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} b_{n+1} \\ b_{n+1} \\ \dots \\ b_{2n} \end{bmatrix}; \quad R = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \dots \\ r_n \end{bmatrix}, \quad \text{тоді її можна замисати}$$

наступним чином:

$$A \bar{r} = B.$$

Розв'язання цієї системи рівнянь шукають у вигляді:

$$\bar{R} = A^{-1} \bar{r} B.$$

Але коефіцієнти матриць А та В аписуються на основі значень векторів відповідно до виразу (2). Тоді система (1) буде мати вигляд:

$$\tilde{A} \bar{\tilde{R}} = \tilde{B},$$

а її розв'язок:

$$\bar{\tilde{R}} = \tilde{A}^{-1} \bar{\tilde{r}} \tilde{B}. \quad (3)$$

де $\tilde{A} = A + \Delta A$, $\tilde{R} = R + \Delta R$, $\tilde{B} = B + \Delta B$.

Похибка розв'язку системи рівнянь (3) задовольняє умові [9]:

$$\Delta R \leq \text{cond}(A) \sqrt{\Delta A + \Delta B}, \quad (4)$$

де $\text{cond}(A)$ - відносне число обумовленості матриці А.

Відповідно до методу вимірювання, похибка векторів В і матриці А, є похибками вимірювання векторів сумарних сигналів. Їх максимальні значення не будуть перевищувати одного і того ж значення $\Delta_{\max}$. Тоді вираз (4) можна записати у вигляді:

$$\Delta R \leq \text{cond}(A) \sqrt{2} \Delta_{\max}. \quad (5)$$

Розв'язання системи рівнянь (3) дає значення коефіцієнтів багаточлена n-го степеню. Корені багаточлена представляють вектори сигналів відбиті від кожного об'єкту на першій частоті.

Вектор R представляє собою, як було сказано вище, значення коефіцієнтів багаточлену n-го порядку. Корені цього багаточлену представляють собою вектори сигналів відбиті від кожного об'єкту. Тому як значення вектору R знаходиться з похибками, через перенесення похибки матриці А і вектору В при розв'язанні системи рівнянь (1). Відповідно до [10] похибка коренів багаточлену визначається за допомогою виразу:

$$|\Delta| \leq \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \Delta_i^2 c^2}{f'(c)}}, \quad (6)$$

де Δ_i - похибка i-го коефіцієнта багаточлена.

Максимальна похибка багаточлена задовольняє умові (5). Тоді вираз (6) можна записати у вигляді:

$$|\Delta| \leq \sqrt{\frac{\Delta_{R\max} \sum_{i=1}^n c^2}{f'(c)}}, \quad (7)$$

де $\Delta_{R\max}$ - максимальна похибка коефіцієнтів багаточлена.

Тому як $\left| \sum_{i=1}^n c^i \right| \leq \sum_{i=1}^n |c|^i = \frac{1 - |c|^{n+1}}{1 - |c|}$, тоді:

$$|\Delta| \approx \frac{\Delta_{Rmax}}{f\check{y}(c)} \varphi \frac{1-|c|^{n-1}}{1-|c|}. \quad (8)$$

Підставляючи вираз (5) у (8) отримуємо вираз для знаходження похибки вектра сигналу відбитого від об'єкту:

$$|\Delta| \approx \frac{cond(A)4\Delta_{max}}{f\check{y}(c)} \varphi \frac{1-|c|^{n-1}}{1-|c|}. \quad (8)$$

Відповідно до методу вимірювання, наступним етапом є знаходження початкової фази векторів сигналів відбитих від кожного об'єкту. Для цього визначається аргумент вектору, як арктангенс відношення уявної та дійсної частини. Останнім кроком є знаходження відстані використовуючи значення початкової частоти. Отже, похибка знаходження відстані не буде перевищувати значення:

$$\Delta l = \frac{\Delta \phi}{4\pi} \frac{c}{f} = \frac{c}{4\pi f} \arg |\Delta| \approx \frac{c}{4\pi f} \arg \frac{cond(A)4\Delta_{max}}{f\check{y}(c)} \varphi \frac{1-|c|^{n-1}}{1-|c|}.$$

Аналіз даного виразу показує, що похибка залежить від ряду факторів. По-перше, похибка вимірювання відстані залежить від початкової частоти вимірювального сигналу. По-друге, від частотного діапазону вимірювальних сигналів. Останнє твердження вимагає пояснення. Тому як значення чимсла обумовленості матриці залежить від значень коефіцієнтів матриці, то вибором частотного діапазону можна підібрати такі співвідношення коефіцієнтів що число обумовленості буде мінімальним. Таким чином, багаточастотний фазовий метод вимірювання відстаней необхідно доповнити останнім етапом. А саме, перевіркою умови мінімуму похибки відстані. Перевірку потрібно проводити у циклі. Змінюючи в заданому частотному діапазоні зондуючі сигнали, знаходимо відстані порівнюємо похибки із похибками отриманими на попередньому етапі. По досягненні мінімального значення похибки проце вимірювання закінчується.

В результаті проведених доліджень отримано вираз для знаходження похибки вимірювання відстаней багаточастотним фазовим методом. Показано що похибка залежить від двох основних факторів: початкової частоти і частотного діапазону вимірювальних сигналів.

Література.

1. Справочник по радиолокации. Под ред. М.Сколника. С 74 Нью-Йорк. 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С.Ицхоки. - М. Сов.радио, 1976. 456 с.
2. De Lano R.H. A Theory of Target Glint or Angular Scintillation in Radar Tracking // Proc.IRE.-1953.-V.41,N4.- P.61-63.
3. Маевский С.М., Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Куц Ю.В. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний. - Киев: Вища школа. Изд-во при Киев. ун-те, 1983. 84 с.
4. Параска Г.Б., Шинкарук О.М., Любчик В.Р. Теоретичні основи фазових вимірювань відстаней до декількох об'єктів. - Електроніка і зв'язок, 3, 2010 - С.82-86.
5. Любчик В.Р., Сенчишина Ю.В., Параска Г.Б., Килимник О. М. Розробка аналітичного фазового методу вимірювання відстаней до трьох об'єктів// Вісник ХНУ, №2, 2009, - С.146-151.
6. Любчик В. Р., Дем'янюк С. М. Дослідження потенційної точності та швидкодії спектрально-фазового методу вимірювання відстані // МНТЖ, «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», м. Хмельницький, 2003. - №1(23), – стор. 74-80.
7. Шинкарук О.М., Любчик В.Р., Дементьев Т.О. Дослідження потенційної точності та роздільної здатності фазового багаточастотного методу вимірювання відстаней. - Електроніка и связь, №3, 2011 - С.78-82.
8. Digital and Analog Communications Systems. — 6 ed. — Prentice Hall, New Jersey, 2001. — P. 406–409.
9. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы: учеб. Пособие для вузов.- М.: Наука. гл. ред. физ-мат. лит., 1989.- 432с.

10. Мак-Кракен Д., Дорн У. Численные методы и программирование на Фортране, - пер. с англ. Б.Н. Козака, под ред. И доп. Б.М. Неймарка, изд. второе стереотипное.- М.: «Мир», - 1977.,- 680с.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ МОДУЛЯЦИОННОГО ТИПА С ФЛУКТУИРУЮЩИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ ВХОДНОГО ТРАКТА

Волосюк В.К., Павликов В.В., Жила С.С.

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского ("ХАИ")
61070, Харьков, пр. Чкалова, 17, каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов, тел. (057) 788-43-51,

E-mail: valeriy_volosyuk@mail.ru ; pavlikov_kharkov@mail.ru

The problem of statistical synthesis and analysis of UWB chopper radiometer with fluctuating gain input channel is solved. Example that shows the potential for optimal parameters estimation for a particular model of investigate medium is given.

Радиометрические системы находят применение при решении задач дистанционного зондирования, метеорологии, астрономии, медицины, народного хозяйства и др. Однако анализ показывает, что построение современных радиометров основывается на рекомендациях, выработанных в результате обобщения практического опыта их эксплуатации, а не в результате решения статистических задач синтеза. Это вызвано тем, что постановка и решение оптимизационной задачи по максимизации чувствительности приводит к схеме компенсационного радиометра, который на практике нецелесообразно реализовывать ввиду нестабильного во времени коэффициента усиления его входного тракта. В тоже время, постановка задачи оптимизации по другим критериям, которые учтут ограничения современных технических устройств, позволит синтезировать алгоритмы, на основе которых можно выработать практические советы по созданию радиометрических систем. Интересные результаты структурного синтеза получены в [1], где решена оптимизационная задача с частично заданной структурой радиометра, включающей операцию модуляции входного сигнала. Отметим, что модуляция полезного сигнала до его подачи в шумящие элементы радиометра была предложена в [2] и позволяет существенно снизить влияние флуктуаций коэффициента передачи входного тракта радиометра. Такие системы, как показано авторами в [3], имеют более низкую потенциальную чувствительность в сравнении с компенсационными. Повысить чувствительность, не изменяя времени наблюдения, можно путем расширения входной полосы частот радиометра. Поэтому важным вопросом, который необходимо рассмотреть и учитывать в процессе синтеза, является анализ возможностей современной сверхширокополосной элементно-технической базы. Проведенный авторами анализ показал, что на сегодня промышленность выпускает узлы и блоки которые способны обеспечить создание сверхширокополосных радиометрических систем.

В связи с отмеченными выделим цель работы, которая состоит в решении задачи оптимизации оценок параметров сигналов в сверхширокополосных радиометрических системах модуляционного типа с флуктуирующим коэффициентом усиления и анализе характеристик полученных алгоритмов. Последнее, в частности, позволяет выявить наиболее благоприятные условия постановки экспериментов.

Некоторые результаты по статистическому синтезу одноантенных сверхширокополосных радиометрических систем модуляционного типа методом максимального правдоподобия опубликованы авторами в [3 – 6]. Доклад является логическим продолжением опубликованных результатов и содержит как обобщающие сведения из отмеченных работ, так и новые результаты.

Постановка оптимизационной задачи. Уравнение наблюдения. При решении оптимизационной задачи использованы следующие допущения: сигнал с выхода антенны $s(t, \lambda)$ модулируется функцией $m(t)$; вводится опорный канал с источником эталонного сигнала $s_{cd}(t, \lambda)$; передаточная характеристика входных цепей радиометра $\dot{K}(j2\pi f, t) = \dot{K}(j2\pi f)[1 + \xi(t)]$ удовлетворяет условиям сверхширокополосности и нестабильна во времени; случайная функция $\xi(t)$ характеризует флуктуации коэффициента

усиления во времени и не изменяется в пределах одного периода модуляции; полезный и эталонный сигналы, а также внутренние шумы радиометра $n(t)$ независимыми между собой гауссовские процессы с нулевым средним и постоянными в пределах ширины полосы пропускания спектральными плотностями мощности.

На рис. 1 приведена частично заданная структура входной цепи радиометра, которая следует из приведенных допущений и определяет вид уравнения наблюдения, подлежащего дальнейшей оптимальной обработке.

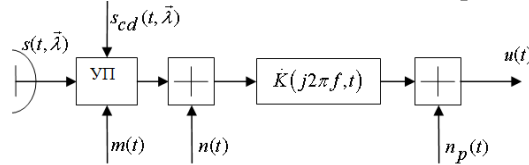


Рис. 1. Схема, соответствующая уравнению наблюдения

Работа схемы, представленной на рис. 1, заключается в следующем. На вход радиометра поочередно подключается сигнал с выхода приемной антенны $s(t, \lambda)$ и сигнал от опорного источника $s_{cd}(t, \lambda)$. Переключение между сигналами $s(t, \lambda)$ и $s_{cd}(t, \lambda)$ осуществляется с помощью управляемого переключателя (УП). Функция модуляции $m(t)$ осуществляет управление переключателем и поочередно принимает значения 0 и 1 в течение периода модуляции T_m . Единице соответствует случай, когда на вход радиометра поступает полезный сигнал, а нулю – когда на вход поступает сигнал опорного источника. В частном случае скважность модулирующей функции может равняться двум (меандр). Далее к наблюдению добавляются внутренние шумы радиометра $n(t)$, пересчитанные к его входу. Коэффициент передачи с флуктуирующим коэффициентом усиления обозначен на рис. 1 блоком $\dot{K}(j2\pi f, t)$. На выходе схемы введен регуляризирующий шум $n_p(t)$.

Уравнение наблюдения соответствующее схеме, приведенной на рис. 1, запишем в виде

$$u(t) = s_{\dot{K}}(t, \lambda) + n_{\dot{K}}(t) + n_p(t), \quad (1)$$

где $s_{\dot{K}}(t, \lambda) = \int_0^t s(\tau, \lambda) m(t) + s_{cd}(\tau, \lambda) (1 - m(t)) h(t - \tau) d\tau$ – полезный сигнал прошедший цепи с импульсной характеристикой $h(t)(1 + \xi(t))$; $n_{\dot{K}}(t) = \int_0^t n(\tau) h(t - \tau) (1 + \xi(t - \tau)) d\tau$ – внутренние шумы радиометра, пересчитанные к его входу; $\tau \in [0, T]$ – время наблюдения; $m(t)$ – модулирующая функция; $n_p(t)$ – регуляризирующий шум, введенный в уравнение наблюдения с целью устранения сингулярности в процессе решения оптимизационной задачи [7]. Это белый гауссовский шум с нулевым средним и спектральной плотностью мощности N_{0p} , величина которой существенно ниже спектральных плотностей мощности полезного сигнала $B_{Br}(\lambda)$ и внутренних шумов входных цепей радиометра N_0 . Далее в работе будет использована функция модуляции, принимающая значения нуля или единицы.

В случае, когда антенна позволяет вести наблюдения на двух поляризациях уравнение наблюдения будет иметь векторный характер:

$$u(t) = \|u_V(t), u_H(t)\|, \quad (2)$$

где $u_V(t), u_H(t)$ – наблюдения на вертикальной и горизонтальной поляризациях. Уравнения на разных поляризациях полагаются независимыми.

Теперь сформулируем постановку оптимизационной задачи. На интервале наблюдения $[0, T]$ необходимо найти оценки неизвестных параметров λ сигнала $s_{\dot{K}}(t, \lambda)$ наблюдаемого на фоне внутренних шумов радиометра $n_{\dot{K}}(t)$ при условии, что закон изменения неустойчивости коэффициента усиления передаточной характеристики входной

цепи радиометра $\xi(t)$ является медленно меняющейся (в сравнении с периодом модуляции T_m) случайной функцией времени. Последнее предположение позволяет решать задачу в рамках метода максимального правдоподобия как задачу оценки параметров.

Несложно показать, что корреляционная функция наблюдения для одного канала приема имеет вид

$$R(t, \Delta t, \lambda) \approx 0,5 \{ (B_{BrA}(\lambda))^2 m^2(t) + S_{cd}(\lambda) [1 - m(t)]^2 + N_0 \} R_h(\Delta t) [1 + \xi(t)]^2 + N_{op} \delta(\Delta t), \quad (3)$$

где $R_h(t_1 - t_2) = \int h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau$ – автокорреляционная функция импульсной характеристики входного тракта радиометра; $B_{BrA}(\lambda)$, $S_{cd}(\lambda)$, N_0 , N_{op} – спектральные плотности мощности полезного и опорного сигналов, а также внутренних и регулирующих шумов. Мгновенную спектральную плотность мощности найдем с помощью обобщенной теоремы Винера-Хинчина $G_R(j2\pi f, t, \lambda) = F[R(t, \Delta t, \lambda)]$.

Решение оптимизационной задачи. Решение общей оптимизационной задачи получим в рамках метода максимального правдоподобия. Функционал правдоподобия для гауссовских стохастических процессов запишем в виде [7]

$$P\{u(t) | \lambda\} = \prod_i k_i(\lambda) \exp \left\{ -0,5 \sum_i u_i(t_1) W_i(t_1, t_2, \lambda) u_i(t_2) dt_1 dt_2 \right\}, \quad (3)$$

где $i = 1, 2$ – индекс, указывающий на вид принимаемой поляризации (например, 1 – вертикальной, 2 – горизонтальной); $t_1, t_2 \in (0; T)$; $W(t_1, t_2, \lambda)$ – функция обратная корреляционной функции и находится из интегрального уравнения обращения $\int W(t_1, t_2, \lambda) W(t_2, t_3, \lambda) dt_2 = \delta(t_1 - t_3)$, а $k(\lambda)$ – параметр, зависящий от λ .

Продифференцируем логарифм правдоподобия, приравняем результат к нулю, осуществим переход в частотную область и, воспользовавшись формулой Найквиста, решим уравнение в следующем виде

$$\Delta T_i / (T_{cd,i} + T_{n,i}) = \int m(t) u_{di}^2(t) dt / \int [1 - m(t)] u_{di}^2(t) dt - 1. \quad (4)$$

Уравнение (4) описывает оптимальный алгоритм измерения прироста антенной температуры ΔT относительно температуры эквивалентной нагрузки T_{cd} и внутренних шумов радиометра T_n и включает операции: обеления входной последовательности; квадратичного детектирование; синхронного детектирования; отношения измеренных на соседних полуинтервалах интенсивностей входного и опорного сигналов; вычитание из полученного отношения единицы.

Расчет предельных погрешностей оценок двух параметров. Из информационной матрицы Фишера, элементы которой задаются выражением $\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \partial^2 \ln P\{u(t) | \lambda\} / \partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu \right\rangle$, можно получить предельные погрешности измерений в таком виде

$$\sigma_{11(22)}^2 = 4 \frac{(\partial T_{sV(H)}(\lambda) / \partial \lambda_{2(1)})^2 (T_{sH(V)}(\lambda) + T_n)^2 + (\partial T_{sH(V)}(\lambda) / \partial \lambda_{2(1)})^2 (T_{sV(H)}(\lambda) + T_n)^2}{Z \{ \partial T_{sV(H)}(\lambda) / \partial \lambda_{2(1)} \} \{ \partial T_{sH(V)}(\lambda) / \partial \lambda_{1(2)} - \partial T_{sV(H)}(\lambda) / \partial \lambda_{1(2)} \} \{ \partial T_{sH(V)}(\lambda) / \partial \lambda_{2(1)} \}^2}, \quad (7)$$

где индексы V, H указывают на вид принимаемой поляризации; $Z = T e^{\sum_{n=0}^{N-1} [1 + \xi_n]^4 \Delta F_{HF, B, n}}; \Delta F_{HF, B, n} = \frac{1}{T} \int_0^T |\dot{K}_f|^4 / [|\dot{K}_f|^2 + N_{op} [1 + \xi_n] / T_s(\lambda) + N_0]^2 df$ – ширина полосы входного тракта после декорреляции при оценивании параметров спектральной яркости $B_{BrA}(\lambda)$ на n -м периоде модуляции. Индекс HF указывает на то, что это ширина полосы пропускания по высокой частоте.

На рис. 2 приведен пример расчета (согласно выражения (7) и методики, изложенной в [7]) поведения зависимостей предельных погрешностей оценок (среднеквадратического отклонения) диэлектрических проницаемостей ε и углов наблюдения θ от вида

поляризации, направлений приема излучения и опорных (приближенно известных) значений параметров.

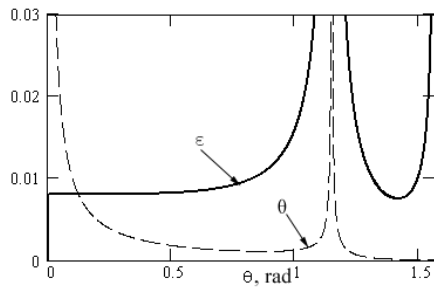


Рис. 2. Среднеквадратические погрешности измерения ε и θ

погрешности оценок, являются области вблизи малых значений θ , углы Брюстера, скользкие углы.

Выводы. Таким образом, в работе синтезирован и исследован оптимальный алгоритм обработки сигналов в радиометрической системе модуляционного типа с нестабильным коэффициентом усиления входного тракта. Показано, что оптимальные операции обработки содержат обеление входного сигнала, квадратичное и синхронное детектирование, накопление сигналов и вычисление отношения прироста антенной температуры к эквивалентной температуре системы (опорного источника и внутренних шумов радиометра), вычитание из отношения единицы. Рассчитаны предельные погрешности измерения двух параметров. Приведен пример, показывающий как на основе анализа предельных погрешностей одновременного оценивания двух параметров плоской поверхности можно определить оптимальные условия проведения эксперимента.

Литература

1. Антюфеев В.И. Оптимизация параметров радиометра компенсационно-модуляционного типа на основе системного подхода, Радиотехника, 1997, Вып. 103, С. 115-140.
2. Dicke R. H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies, Review of Scientific Instruments, 1946, -V. 17, -P. 268-275.
3. Volosyuk V.K., Pavlikov V.V., Zhyla S.S. Algorithms synthesis and potentiality analysis of optimum ultrawideband signal processing in the radiometric system with modulation. / VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques, September 20-23, 2011. Kyiv, Ukraine, (in press).
4. Павликов В.В. Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа. / Журнал Физические основы приборостроения, Москва, 2011 (в печати).
5. Волосюк В.К., Павликов В.В., Жила С.С. Оптимизация обработки сигналов в радиометре модуляционного типа. Труды XXIII Всероссийской научной конференции Распространение радиоволн. Йошкар-Ола, 23-26 мая 2011, С. 170 – 174.
6. Павликов В.В. Оптимизация обработки сигналов сверхширокополосного радиотеплового излучения в радиометре модуляционно-компенсационного типа. Труды конференции ARMIMP-2011, 20 – 22 сентября 2011г., Суздаль, Россия.
7. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации, М.: Физматлит, 2008.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Карташов В.М., Бабкин С.И., Пащенко С.В., Куля Д.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14; каф. РЭС, тел. (057) 70-21-587. E-mail: res@kture.kharkov.ua

We consider the optimal scheme to achieve the most plausible estimates of the velocity the object – an acoustic wave packet, which is more in line with the scheme of estimation of the energy of the signal parameter.

Введение. Большинство известных систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы предназначены для измерения температуры атмосферы, которая функционально связана со скоростью звука в среде [1]. Основные отличия алгоритмов обработки сигналов систем РАЗ от алгоритмов, используемых в обычных доплеровских радиолокационных станциях, определяются особенностями рассеяния радиосигнала на акустической волновой посылке. Во-первых, рассеяние радиоволны на звуке является частотно-зависимым: уровень рассеянного радиосигнала зависит от значения параметра расстройки условия Брэгга $q = 2k_e - k_s$, где k_e – волновое число электромагнитного колебания, k_s – волновое число акустического колебания, а во-вторых, при рассеянии на звуке существенно изменяется структура излучаемого радиосигнала, который приобретает в процессе рассеяния дополнительную амплитудную и угловую модуляцию [1].

На практике процесс выполнения измерений при использовании простых звуковых импульсов осуществляют наиболее часто, применяя адаптацию – подстройку частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, т.е. добиваются выполнения условия $q = 0$. Это существенно усложняет систему и процесс зондирования, значительно снижает оперативность зондирования, поскольку адаптация осуществляется, как правило, в ручном режиме.

Методы обработки сигналов. Рассмотрим используемые в настоящее время в системах РАЗ подобные методы обработки сигналов, которые представляют собой эвристические поисковые методы оценивания энергетического параметра сигнала, содержащего информацию о скорости распространения в атмосфере звуковой посылки.

И один и второй применяемые на практике алгоритмы направлены на поиск точки $q = 0$ на оси значений параметра расстройки условия Брэгга q . При этом используются следующие подходы: точке $q = 0$ соответствует максимум амплитуды отраженного сигнала; в точке $q = 0$ доплеровский сдвиг частоты рассеянного радиосигнала совпадает с частотой излучаемой звуковой посылки. С нахождением точки $q = 0$ однозначно определяется доплеровская частота рассеянного сигнала и возможность нахождения скорости звука и температуры среды.

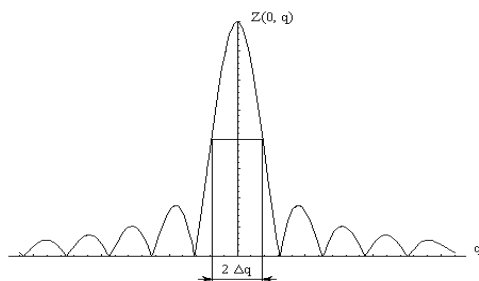


Рис. 1. Поиск глобального максимума функции рассеяния при некогерентном последовательном методе оценивания

рассеянного сигнала, а фазовая структура при этом игнорируется, метод можно назвать методом некогерентного последовательного оценивания информационного параметра.

Оба используемые алгоритмы обработки сигналов включают в себя изменение частоты звукового излучения (наиболее часто вручную): при изменении значения частоты звукового излучения и неизменном значении частоты радиосигнала изменяются значения параметра $q = 2k_e - k_s$. В первом алгоритме ищется глобальный максимум выходной функции – максимум амплитуды рассеянного сигнала или максимум модуля функции рассеяния, (рис. 1). Поскольку во внимание при анализе принимается только огибающая рассеяния,

Во втором методе оценивания также последовательно изменяется частота звукового излучения, т.е. параметр расстройки условия Брэгга φ , а точечная оценка ищется не по максимуму амплитуды выходного сигнала, а путем измерения частоты рассеянного сигнала, при этом добиваются совпадения доплеровской частоты рассеянного сигнала с несущей частотой звуковой посылки. Этот метод, вообще говоря, недостаточно корректен, поскольку при наличии расстройки по φ формирующийся рассеянный сигнал по структуре не является монохроматическим. Такой метод можно назвать методом когерентного последовательного оценивания информативного параметра.

И первый и второй рассмотренные методы – это методы последовательного оценивания информационного параметра сигнала с использованием дискриминатора (если перестройка частоты осуществляется вручную, то функции дискриминатора частично или полностью выполняет оператор): в первом случае амплитудного, во втором – частотного. Применение частотного дискриминатора здесь, как уже указывалось, не совсем корректно, по сути это должен быть структурный дискриминатор, характеристики которого нуждаются в дополнительном исследовании и уточнении.

И в одном и в другом алгоритмах на оси φ ищут точку $\varphi = 0$, в которой можно проводить доплеровские измерения, поскольку получаемая частота в этом случае является чисто доплеровской, а следовательно, при этом можно использовать привычные технику измерений и методику интерпретации результатов измерений для нахождения скорости звука и температуры среды.

В ряде систем зондирования скорость звука определяется по доплеровскому сдвигу частоты электромагнитных колебаний, рассеянных на звуковой посылке, без использования подстройки частот зондирующих сигналов. Устройства обработки таких станций радиоакустического зондирования атмосферы, независимо от видов используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, построены как измерители доплеровской частоты, а теоретической моделью применяемых в системах РАЗ устройств обработки являются известная многоканальная корреляционная или фильтровая схема оценки информативного параметра. Однако результаты измерений, получаемые с использованием таких алгоритмов, сопровождаются значительными по величине систематическими погрешностями: получаемая температура атмосферы отличается от истинной на величину 1-2 градуса [1].

Чтобы выяснить причину возникновения получаемых погрешностей запишем апостериорное распределение информативного параметра x принимаемого радиосигнала [2]

$$P(x|y) = c'' P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T y(t) u_c(t, x) dt \right] \exp \left[-\frac{Q_x}{N_0} \right], \quad (1)$$

где c'' – константа, определяющая масштаб по оси ординат, $Q_x = \int_0^T u_c^2(t, x) dt$ – энергия сигнала при данном значении сообщения x . Смесь полезного сигнала и помехи на входе устройства обработки и воспроизведения информативного параметра x здесь представлена в виде

$$y(t) = u_c(t, x) + u_{ш}(t),$$

где $u_c(t, x)$ – сигнал произвольной формы, известный в месте приема точно, за исключением неизвестного информативного параметра x с априорным распределением $P(x)$; помеха $u_{ш}(t)$ представляет собой аддитивный независимый стационарный нормальный белый шум с известной спектральной плотностью N_0 .

Для широкого класса локационных задач (в том числе задач измерения скорости объектов по доплеровской частоте) и используемых сигналов величина Q_x полагается не зависящей от информативного параметра x , в процессе формирования искомой оценки она не учитывается и включается в константу c'' . Аналогичные процедуры обработки реализуются в настоящее время и при оценивании скорости звука в системах РАЗ по доплеровской частоте.

Однако в действительности в системах РАЗ атмосферы указанное условие не выполняется, поскольку рассеяние электромагнитного сигнала на акустической волновой посылке является частотно-зависимым. В качестве информативного параметра сигнала в данной задаче также следует использовать величину Q , которая однозначно функционально связана со скоростью распространения звука в атмосфере, по значениям которой и определяются температура и скорость ветра в среде. Таким образом, энергия принимаемого радиосигнала зависит от скорости звуковой посылки и от значения информативного параметра Q , т.е. имеет место функциональная зависимость – $Q_x(q)$.

Для того, чтобы в системах РАЗ формировать оценки максимального правдоподобия информативного параметра, в (1) необходимо принимать во внимание не только первый член, содержащий корреляционный интеграл, как это делается обычно, но и член, содержащий энергию принимаемого сигнала $\exp(-Q_x/N_0)$.

Вследствие этого оптимальная многоканальная схема измерений, построенная на основе корреляторов или согласованных фильтров, при формировании оценки максимального правдоподобия информационного параметра сигнала, содержащего информацию о скорости перемещения объекта, должна быть дополнена схемой коррекции амплитуд сигналов в каналах.

Другая причина появления систематической погрешности в результатах измерений – отличие формы принимаемого радиосигнала, рассеянного на звуковой посылке, от ожидаемого (или излученного). Вид полезного сигнала u_c при заданных формах зондирующих акустических и электромагнитных колебаний, который должен быть использован в качестве опорного колебания в многоканальной корреляционной схеме, построенной в соответствии с (1), может быть определен в соответствии с функцией рассеяния [3].

Заключение. Рассмотренная оптимальная схема формирования максимально правдоподобных оценок скорости перемещения объекта – акустического волнового пакета в большей степени соответствует схеме оценивания энергетического параметра сигнала. Такое положение достаточно необычно, поскольку в радиолокации измерение скорости движения объекта осуществляется посредством оценивания неэнергетического параметра сигнала – доплеровской частоты.

Литература:

1. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М.: Наука, 1985. – 200 с.
2. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
3. Карташов В.М. Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. – Харьков: ХНУРЭ, 2011. – 234 с.

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПРОЦЕССОВ ФОРМИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ АЗ

Панченко А.Ю., Алферов Н.Е., Марюх В.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр.Ленина,

E-mail: panchenko-a-yu@yandex.ru

Physical mechanisms defining the form of the signals being received at the atmosphere acoustic sounding are analyzed. The signal formation problem is being solved on the geometric relations basis. The derived relations can be used in the methods for gaining useful information at the atmosphere boundary layer acoustic sounding, the s inferred conclusions make it possible to perfect sodars circuits.

Введение. Акустические волны имеют высокую чувствительность к изменениям параметров воздуха, однако информационная способность систем акустического зондирования атмосферы (АЗ) остается невысокой. Акустические локаторы – содары, созданные на современной элементной базе и использующие компьютерные технологии, позволяют обеспечить достаточный технический уровень. Таким образом, основной становится задача создания методик преобразования полученного сигнала, позволяющих увеличить количество получаемой полезной информации.

Современные методы выделения информации предполагают согласование зондирующих посылок со свойствами исследуемого объекта. Однако, в данном случае это усложняется отсутствием достаточно полных знаний о структуре и динамике атмосферного пограничного слоя (АПС). Использование традиционных методов, разработанных для радиолокации, не всегда возможно. Во-первых, потому, что радиолокационные цели, как правило, имеют более простые параметры и в задачах требуется выделение их на фоне случайных помех. В настоящее время хорошо развито решение прямых задач. Практическая ценность их в том, что на основе их результатов, представленных в аналитической форме, решения обратных задач получить сравнительно просто. При локации естественных сред сам объект имеет случайные параметры и распределен в пространстве, что обуславливает непрерывность, случайный характер и длительное существование информационного сигнала. Во-вторых, даже методы метеорологической радиолокации не всегда можно использовать полностью, так как физические процессы при распространении акустических волн в неоднородной движущейся среде существенно сложнее, чем при распространении электромагнитных. Таким образом, для решения задач выделения информации при АЗ необходимы адекватные модели физических процессов, формирующих принимаемый сигнал.

В общем случае информация содержится в амплитуде и фазе коэффициента отражения, локализации места отражения, частотных свойствах отражателей, пространственной и временной связи их параметров. С учетом изменений свойств воздуха, флуктуаций скорости, конечными размерами зондирующей посылки, значительным диапазоном изменений параметров сложно сформулировать даже условия прямой задачи [1]. В течение длительного времени наиболее часто использовались «дедуктивные методы», исходящие из общей системы акустических уравнений. Этот путь предполагает весьма сложную методику решения, что серьезно затрудняет адекватное упрощение задач для конкретных условий. Поэтому в данном докладе рассматривается процесс формирования отраженного сигнала с иной стороны, при этом учитывается необходимость дальнейшего решения обратной задачи.

Анализ пространственно-временной схемы формирования сигнала. Атмосферная среда характеризуется плавным изменением параметров. Поэтому для зондирования идеальным является короткий импульс, но его энергия ограничена физическими свойствами воздуха, поэтому полученный сигнал сложно выделить на фоне помех. Для посы-

лок конечной длины полученный сигнал определяется коэффициентам отражения всех участков области, занятой зондирующим пакетом акустических волн.

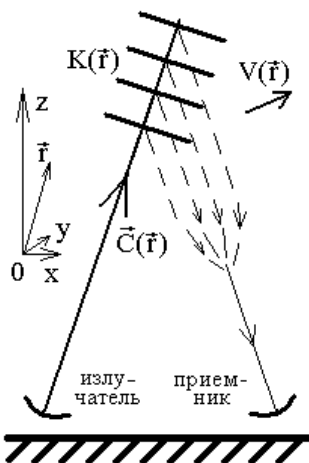


Рисунок 1 – Схема АЗ, приводящая к одномерной задаче

Наиболее простой случай получается для задачи в одном пространственном измерении при произвольных распределениях скорости распространения волн $C(r)$ и коэффициента отражения $K(r)$, где r – точка на трассе зондирования [2]. Такая линейная задача описывает и случай системы с разнесенными точками излучения и приема волн (рис.1).

Изменение $K(r)$ зависит от изменений плотности и давления, скорость движения волн относительно системы зондирования, размещенной на поверхности, зависит от температуры воздуха, влажности, и определяется скоростью ветра $V(r)$. Поэтому информации, полученной в линейном приближении, будет недостаточно для определения всех метеопараметров. Тем не менее, локационные методы пред-

полагают на первом этапе решение именно линейной задачи.

С высокой степенью точности можно считать, что потери в воздухе малы, тогда фаза $K(r)$ может быть только 0 или π , и $K(r)$ – действительная функция. Суммарный коэффициент отражения ($K_{\Sigma}(r)$) может иметь произвольную фазу, вследствие интегрирования по объему, занятым зондирующим пакетом волн. А принятый сигнал включает набег фазы при движении по трассе. Также с высокой степенью точности можно считать, что $K(r) \ll 1$, и пренебречь вторичными переотражениями (приближение однократного рассеяния) [3]. Обе эти причины позволяют пренебречь изменением амплитуды полей зондирующего и отраженного сигналов при движении по трассе.

Для линейных задач АЗ обычно, учитывается изменения коэффициента отражения вдоль пространственной оси (например z), а $C(z)$ включает изменение скорости звука в среде C_0 и движение самой среды – соответствующую компоненту $V(r)$ [1,2]. В первом приближении этого достаточно, однако, механизмы, обусловленные временной изменчивостью $K(z,t)$, $C(z,t)$ и независимость $K(z,t)$ и $C(z,t)$ учитываются не в полной мере. Коэффициент отражения и скорость C_0 зависят от давления и плотности и их изменений. Прямая связь этих параметров возможна только для адиабатических процессов в неподвижной атмосфере. Несмотря на малую теплопроводность воздуха, которой пренебрегают даже при анализе более медленных процессов, чем распространение акустических волн, само по себе это утверждение содержит взаимоисключающие компоненты. В АПС ламинарное движение воздуха обуславливает перенос объемов, имеющих различную температуру, а турбулентное – пульсации давления, которые также необходимо учитывать при АЗ [4]. Кроме того, изменение $C(z,t)$ определяется также изменением $V(r)$ по трассе.

Дополнение условиями независимости приводит к следующей формулировке задачи. Имеются независимые функции двух переменных $K(z,t)$ и $C(z,t)$, связь аргументов которых определяется интегральными уравнениями общего вида:

$$z(t) = \int_0^t C(z(t'), t') dt' \quad \text{и} \quad t(z) = \int_0^z \frac{dz'}{C(z', t(z'))} \quad (1)$$

Здесь точкой отсчета по времени можно выбрать начало излучения зондирующего импульса, по пространству – место размещения излучателя. Обычно, для моностатических содаров излучатель и приемник построены на основе одного электроакустического преобразователя. В таких системах прием сигнала может начаться только после излучения зондирующей посылки и длина трассы при прохождении волн в прямом и обратном направлении будет одинаковой. Для многопозиционных систем в одномерной задаче, в общем случае, длина трассы излученного и принимаемого сигналов будет различна. Но в данном докладе ограничимся анализом совмещенного приемопередатчика, тем более, что распространить полученные далее результаты на общий случай будет несложно.

Факторы, которые необходимо учесть при решении, поясняет схема процесса, изображенная на рис.2.

Здесь индексом k обозначена точка отражения на пространственной и временной координатах $K(z, t)$. Учитывается также, что скорость движения волн к точке отражения C_3 и обратно C_n может изменяться.

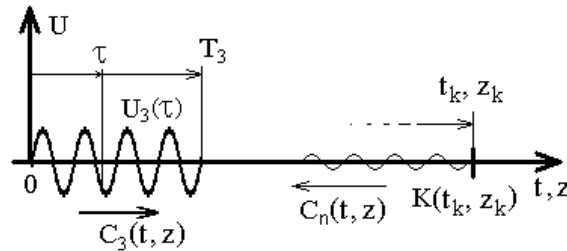


Рисунок 2 – Схема формирования сигнала АЗ

Тогда при излучении зондирующей посылки $U_3(\tau)$, длительностью T_3 , принимаемый сигнал при $t > T_3$ равен:

$$u(t) = \int_0^{T_3} U_3(\tau) K[z_k(\tau), t_k(\tau)] d\tau \quad (2)$$

Пространственно-временное положение точки рассеяния определяется тем, что расстояние проходимое зондирующим и отраженным полями должны быть одинаковыми – $z_k = z_{\uparrow} = z_{\downarrow}$, а сумма времен равна разности между моментами излучения и приема: $t_{\uparrow} + t_{\downarrow} = t - \tau$. Эти параметры определяются соотношениями, следующими из первого уравнения в (1):

$$z_{\uparrow}(t_k) = \int_{\tau}^{t_k} C_{\uparrow}(z(t'), t') dt' \quad \text{и} \quad z_{\downarrow}(t_k) = \int_{t_k}^t C_{\downarrow}(z(t'), t') dt' \quad (3)$$

Здесь индексы $\uparrow \downarrow$ при скорости в подынтегральных выражениях поставлены для наглядности, при разных значениях переменной интегрирования, согласно условию задачи, скорости разные.

При коротких зондирующих посылках можно считать, что за время прохождения посылкой любой точки на трассе скорость в этой точке не меняется. Тогда, если перенести начало координат в точку пространства, которую в данный момент достигло начало посылки, то частная задача будет существенно проще. В этом приближении коэффициент отражения и скорость становятся функциями одной переменной – $K(z)$ и $C(z)$. Для отраженного сигнала в этой точке верхний предел интеграла в (2) становится равным t . Условия для z_k и соотношения (3) приводят к тому, что $t_k = 0,5(t - \tau) + \tau$, а положение самой точки z_k определяется уравнением:

$$z_k(t, \tau) = \int_{\tau}^{0,5(t+\tau)} C(z(t')) dt' \quad (4)$$

В этом уравнении $0 \leq t \leq T_3$ и $0 \leq \tau \leq t$. Тогда

$$u(t) = \int_0^t U_3(\tau) K \left[\int_{\tau}^{0,5(t+\tau)} C(z(t')) dt' \right] d\tau. \quad (5)$$

Однако полностью сформированный сигнал – соответствующий исходной задаче, будет только в момент $t = T_3$. Если представить скорость $C(z)$ суммой среднего значения и флуктуирующей добавки, то для этого момента имеем:

$$u(T_3) = \int_0^{T_3} U_3(\tau) K \left[0,5 \bar{C}(T_3 - \tau) + \int_{\tau}^{0,5(T_3+\tau)} \Delta C(z(t')) dt' \right] d\tau. \quad (6)$$

Выражения (2) совместно с (3) и (5), (6) справедливы для частных случаев и соответствуют известным соотношениям [1-3]. Но они учитывают связь мгновенных значений сигнала с изменениями скорости и волнового сопротивления среды в точке на трассе. Поэтому при соответствующем выборе методик зондирования, способах формирования звуковой посылки и обработки отраженного сигнала они могут быть положены в основу алгоритма, который позволит выделить большее, чем в известных системах, количество полезной информации.

Предположение о постоянстве $K(z, t)$ и $C(z, t)$ во времени нельзя распространить на интервалы соизмеримые с периодом между зондирующими посылками. Это показывает как анализ литературных источников, так и имеющийся опыт зондирования [5]. Кроме того, зондирующий пакет формируется гармоническим сигналом $U_3(\tau)$, который, как правило, содержит десятки-сотни периодов [1,2]. Эти факторы существенно усиливают флуктуации амплитуды принимаемого сигнала, что соответствует [3]. В реальных условиях, даже при устойчивых состояниях АПС во время ночных инверсий, величина пульсаций температуры и скорости ветра в подавляющем большинстве случаев достаточна для изменений фазы на протяжении пакета на величину соизмеримую с длиной волны – $\Delta C(z)$ в (6). В некоторых случаях можно говорить об определенном постоянстве распределения волнового сопротивления и соответственно о временной стабильности функции $K(z, t)$. Тем не менее, данный механизм обуславливает практически случайный вид отраженного сигнала. Это существенно ограничивает возможности извлечения полезной информации и требует создания содаров, имеющих совершенную приемную часть и оснащенных мощным вычислительным комплексом.

Выводы. В докладе сформулирована линейная задача, решение которой определяет взаимосвязь мгновенных параметров принимаемого сигнала при АЗ с параметрами среды. Обоснованы допустимые приближения при решении. Показаны пути создания методик, позволяющих увеличить количество полезной информации при акустическом зондировании атмосферного пограничного слоя.

Литература.

1. *Осташев В.Е.* Распространение звука в движущихся средах. – М.: Наука, 1992. – 208 с.
2. *Красненко Н.П.* Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя – Томск: Изд. СО РАН, 2001. – 278 с.
3. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.
4. *Панченко А.Ю.* К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2011. – Вып. 164. – С. 53-57.
5. *Ulyanov Yu. N., Maksimova N. G., Panchenko A. Yu.* On the Use of Acoustic and Radioacoustic Methods of ABL Remote Sensing for Assessment of Radiowave Propagation Conditions // J. Telecommunications and Radio Engineering, 2006, 12 p.

БИСТАТИЧЕСКИЙ РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ S-ДИАПАЗОНА НА БАЗЕ МИКРОСПУТНИКОВ

Верещак А. П., Данилин А. Б., Зайченко А. Н., Макаров А. Л.

Публичное акционерное общество

«АО научно - исследовательский институт радиотехнических измерений»

61054, г. Харьков, ул. Ак. Павлова, 271,

тел. (057) 739-01-36, факс (057) 738-41-12

E-mail : danilin@niiri.kharkov.com

In the report, characteristics of a developed by OJSC «JSC SRIRM» S-band bistatic SAR are resulted.

Введение. За последние несколько лет резко возрос интерес к исследованиям в области создания многопозиционных (в частности бистатических) космических радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) антенны.

Бистатический (двухпозиционный) РСА может быть составной частью сложной многопозиционной радиолокационной системы с синтезированием апертуры антенны, а может функционировать обособленно (т.е. автономно). Передающие и приемные системы (или приемо-передающие системы) бистатического РСА располагаются на различных космических платформах, что позволяет получить новые возможности по извлечению дополнительной информации об отражательных способностях целей.

Среди преимуществ бистатических РСА можно выделить следующие:

- возможность снижения мощности передатчика (или уменьшения размеров антенн) за счет возможности работы по квазизеркальной (квазиспекулярной) составляющей отраженного сигнала, обладающей большей мощностью, чем сигнал обратного (диффузного) рассеяния. Работа в таком режиме достигается за счет соответствующего геометрического расположения передатчика и приемника бистатического РСА и соответствующей ориентации диаграмм направленности антенн (ДНА) передатчика и приемника;
- объединение данных с моно- и бистатических измерений позволяет повысить отношение сигнал/шум в элементах радиолокационного изображения (РЛИ);
- возможность уменьшения влияния спекл-шума за счет совместной обработки сигналов, принятых под разными ракурсами относительно цели;
- дополнительные возможности интерферометрической съемки поверхности, а именно повышение оперативности получения данных за счет использования однократного режима;
- отсутствие необходимости в развязке зондирующих и отраженных сигналов в приемо-передающем тракте, и, вследствие этого, возможность использования непрерывных зондирующих сигналов и ослабления требований по ограничению частоты следования зондирующего сигнала для устранения неопределенности по дальности;
- уменьшение массо-габаритных характеристик приемо-передающей аппаратуры бистатического РСА, и, как следствие, снижение массы космических аппаратов (КА) носителей бистатического РСА и удешевление системы.

Недостатком многопозиционных и бистатических РСА является необходимость синхронизации передающих/приемных платформ и некоторое увеличение технологической сложности системы.

В настоящее время ведущими космическими агентствами разработаны и разрабатываются несколько проектов (миссий) многопозиционных и бистатических РСА, например: TanDEM-X, BISSAT, Cartwheel, Britsat и др.

Миссия TanDEM-X разработана Германским аэрокосмическим центром (DLR) и фирмой EADS Astrium GmbH. TanDEM-X – миссия, состоящая из двух спутников. Один из них – это TerraSAR-X, второй – TanDEM-X – спутник, который имеет характеристики, подобные TerraSAR-X. Эти спутники работают в режиме активного бистатического РСА, а также могут работать автономно, как моностатические РСА. Основной целью миссии TanDEM-X является оперативное получение высокоточных цифровых моделей рельефа

(ЦМР) (разрешение в плоскости 12х 12 м, по высоте < 2м). Получаемые этой миссией РЛИ используются в коммерческих и научных целях.

Миссия BISSAT разрабатывается Итальянским космическим агентством как многопозиционная полуактивная система SAR. Эта миссия состоит из одного уже существующего КА с PCA (это может быть, например, КА ENVISAT) и нескольких пассивных малых КА, работающих только на прием. Аппаратура этих спутников разрабатывается на базе PCA КА CosmoSqumed.

Миссия Cartwheel разрабатывается Космическим агентством Франции (CNES) как многопозиционная (бистатическая) система с PCA, работающими в интерферометрическом режиме. В этой системе могут использоваться PCA существующих КА ALOS, ENVISAT и разрабатываемого Германией КА TerraSAR-L.

С точки зрения доступности достижимых характеристик и технологий большой интерес представляет проект создания бистатического PCA Britsat. В рамках этого проекта компания SSTL и университет графства Суррей (Великобритания) создают два малых ИСЗ съемки земной поверхности, оснащаемых бистатической PCA S-диапазона. В этой системе оба спутника размещаются на орбитах высотой около 700 км, но разнесены относительно друг друга на 60 км, причем на одном из них размещена передающая часть PCA, а на втором приемная. В процессе сеанса связи проводится съемка участка местности 30х30 км с разрешением 30х30 м.

Бистатический PCA системы Britsat работает на частоте примерно 2,4 ГГц, средняя излучаемая мощность ~ 20 Вт.

В рамках создания бортовой аппаратуры КА «Микроспутник», КА МС-2-8, аппаратуры РН «Циклон» в ПАО «АО НИИРИ» освоена технология создания аппаратуры S-диапазона, которая может быть использована при создании бистатического PCA S-диапазона, подобного системе Britsat, базирующегося на двух микроспутниках.

Основные технические характеристики бистатического PCA S-диапазона. В ПАО «АО НИИРИ» по заданию НКАУ было проведено проектирование бистатического PCA в соответствии с тактико-техническим заданием на выполнение аванпроекта «Создание бистатического радиолокатора с синтезированием апертуры». В результате разработки аванпроекта были определены основные технические характеристики и параметры бистатического PCA S-диапазона, наиболее рациональные пути реализации бистатического PCA S-диапазона, а также состав основных предприятий соисполнителей и предварительные стоимость и сроки создания бистатического PCA S-диапазона.

Разрабатываемый бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой антенны устанавливается на двух космических аппаратах (на одном передатчик, на другом приемник) и предназначен для проведения радиолокационной съемки со средним разрешением участков поверхности Земли, попадающих в полосу съемки, обработки и запоминания полученной исходной информации и передачи ее в радиолинию передачи данных.

РЛИ зондируемой поверхности формируется при наземной обработке выходного информационного сигнала PCA в программно-аппаратном комплексе (ПАК).

Областью применения бистатического PCA являются картографирование местности, ведение инженерной и геологической разведки, составление карт растительности и снежного покрова (определение степени влажности почвы, прогноз урожайности), определение гидрологической и ледовой обстановки, состояния волнения моря, обнаружение нефтяных пятен, загрязнений и следов кораблей на водной поверхности, оперативный контроль чрезвычайных ситуаций (катастроф транспортных средств, землетрясений, наводнений, пожаров и др.), построение цифровых моделей рельефа (ЦМР).

Разрабатываемый бистатический PCA предусматривает несколько вариантов геометрии зондирования и режимов работы.

Вариант 1. Зона съемки расположена между следом траектории передающего КА и между следом траектории приемного КА. В этом случае приемником принимается «квазизеркальная» («квазиспекулярная») составляющая отраженного сигнала. (Это основной вариант геометрии визирования бистатического PCA).

Вариант 2. Зона съемки расположена с одной стороны (слева или справа) относительно следов траекторий передающего и приемного КА. (Это дополнительный вариант геометрии визирования бистатического РСА). В этом случае приемником принимается диффузная (обратная) составляющая отраженного сигнала.

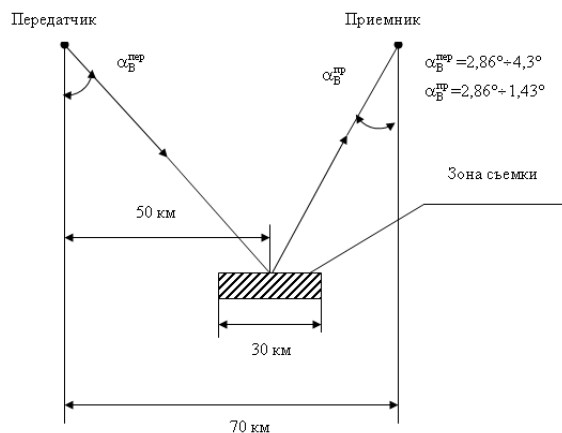


Рис. 1. Вариант 1

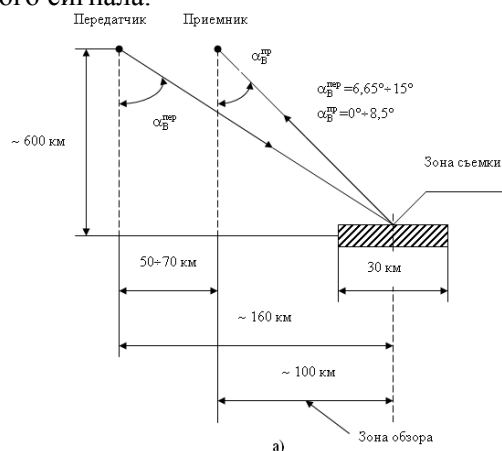


Рис. 2. Вариант 2

Разрабатываемый бистатический РСА при обоих вариантах геометрии зондирования (Вариант 1 и Вариант 2) может работать в полуактивном или в активном режимах. (Полуактивный режим – режим, при котором на передающем КА работает только передатчик; а на принимающем только приемник; активный режим – режим, при котором на передающем КА работает передатчик, а на принимающем только приемник).

Разрабатываемый бистатический РСА может также работать в моностатическом режиме (при этом работает передатчик одного КА и реализуется боковой обзор).

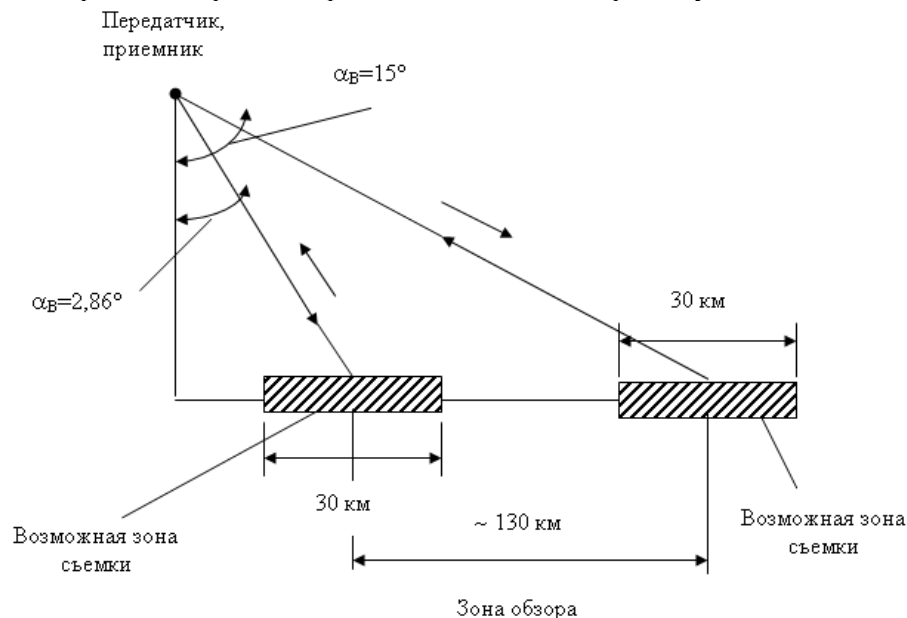


Рис. 3. Геометрия зондирования РСА в моностатическом режиме

Основные технические характеристики разрабатываемого бистатического РСА (БРСА) в сравнении с системой Britsat представлены в таблице.

Параметр	БРСА	Britsat
Реализуемые режимы зондирования	Бистатический (полуактивный и	Бистатический полуактив-

	активный), моностатический	ный
Тип антенны	Зеркальная, параболическая	Зеркальная, параболическая
Диаметр антенны, м	2,7	2,5
Несущая частота, ГГц	2,4	2,4
Длительность ЛЧМ импульса, мкс	34	34
Частота следования ЛЧМ импульсов, кГц	5,9 ÷ 6,6	~ 6
Ширина спектра сигнала, МГц	100	100
Средняя мощность излучения, Вт	40	20
Мощность излучения в импульсе, кВт	0,2	0,1
Мощность, потребляемая в сеансе, Вт	200	100-140
Параметр	БРСА	Britsat
Ширина полосы обзора (с учетом работы по диффузной составляющей отраженного сигнала), км	~100	-
Ширина полосы съемки, км	23 - 35	30
Максимальная длина полосы съемки, км	~190	30
Пространственное разрешение, м	30	30
Отношение сигнал/шум при удельной ЭПР минус 15 дБ, дБ	6 ÷ 8	6 ÷ 8
Объем памяти накопителя, Мбайт	750	128
Минимальная скорость сброса данных, Мбит/с	10	2
Синхронизация между передающим и принимающим КА	С использованием аппаратуры потребителя СНС (GPS). Линии синхронизации между КА группировки не требуется.	Имеется линия синхронизации между КА группировки.
Формирование РЛИ	Производится в ПАК на Земле	Производится в ПАК на Земле
Массогабаритные показатели:		
Объем (без АФУ), в литрах	26	-
Масса (с учетом АФУ), кг	~ 65	60

Выводы. Разработанный в ПАО «АО НИИРИ» аванпроект БРСА S-диапазона, с учетом имеющегося в ПАО «АО НИИРИ» существенного научно-технического задела по этой работе, показал практическую реализуемость системы с приведенными характеристиками.

Рассмотренный бистатический РСА конкурентоспособен и имеет элементы новизны по сравнению с аналогом (системой Britsat). В представленном БРСА реализуются дополнительные режимы: бистатический активный режим и моностатический режим.

ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМАХ

Нахмансон Г.С.

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А», тел. (473)226-44-83,

E-mail: kig28@mail.ru

The receiving of the wideband signals, reflected by the moving target in the coherent multistatic measuring systems being considered. The influence of the signal time scale transformation on the distance and radial velocity estimating accuracy attached to the space-time processing of the received signals is analyzed.

Вопросам оценивания координат и параметров движения целей в когерентных многопозиционных измерительных системах (КМИС) при оптимальной пространственно-временной обработке посвящено большое количество работ [1,2] и др. Однако в основном рассматривались случаи, когда параметры сигналов удовлетворяют условию

$$\Delta f_s T_s \ll \frac{c}{2 \dot{R}}, \quad (1)$$

где Δf_s - ширина спектра сигнала, T_s - длительность сигнала, c - скорость распространения электромагнитных волн, $\dot{R}$ - радиальная скорость цели. При невыполнении условия (1) доплеровский эффект проявляется для широкополосных сигналов более сложным образом, чем смещение спектра отраженного от цели сигнала вдоль частотной оси на доплеровскую частоту.

Целью рассматриваемой работы является оценка точности определения координат и параметров движения цели в КМИС с большой базой при использовании широкополосных сигналов.

Зондирующий сигнал может быть представлен как

$$S(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}(t) \exp j\omega_0 t \right\}.$$

Местоположение источника излучения в декартовой системе координат, начало которой связано с центром приемной системы КМИС, определяется точкой с координатами $\{x_T, y_T, z_T\}$, n приемных пунктов КМИС, размещенных в точках с координатами $\{x_k, y_k, z_k\}$, $k = 1, \dots, n$. Начало временного отсчета совпадает с моментом получения зондирующего сигнала. Точечная цель в момент начала облучения находится в точке с координатами $\{R, u, v\}$, где R - длина радиус-вектора цели, $u = \sin \varphi$, φ - угловая координата в плоскости, проходящей через ось ОХ и радиус вектор, $v = \sin \psi$, ψ - угловая координата в плоскости, проходящей через ось ОУ и радиус-вектор. Начало системы координат совпадает с $\{R, u, v\}$ совпадает с началом декартовой системы. Кроме того, предлагается, что изменением амплитуды за время облучения цели можно пренебречь, цель отражает сигнал изотропно, а диаграммы направленности в приемных пунктах одинаковы в пределах рабочих углов φ и ψ . Если цель движется равномерно в течение времени облучения, то есть

$$l_k(t) = l_k + \dot{l}_k(t - t_0), \quad l_1 = R, \quad l_2 = u, \quad l_3 = v, \quad \dot{l}_1 = \dot{R}, \quad \dot{l}_2 = \dot{u}, \quad \dot{l}_3 = \dot{v},$$

то сигнал, принимаемый k -м приемным элементом, нормализованный по отношению к амплитуде a_0 сигнала, принимаемого элементом в центре системы координат, можно записать, как [3]

$$S_k(t, \vec{l}, a_0, \varphi_0) = \text{Re} \left\{ a_0 \frac{R}{r_k} I_k \sqrt{A_k} \dot{S}[A_k(t - \tau_k)] e^{j\varphi_0} \right\}, \quad (2)$$

В (2) φ_0 - случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $[0, 2\pi]$, I_k - апертурный коэффициент k -го приемного элемента, $\vec{l} = \left\{ R, u, v, \dot{R}, \dot{u}, \dot{v} \right\}$ - вектор оцениваемых параметров: координат и их производных в момент t_0 ,

$$\tau_k = \frac{r_k + r_T}{c} \text{ и } A_k = \frac{1 - \frac{\dot{r}_k \dot{r}_k + \dot{r}_T \dot{r}_T}{c(\dot{r}_k + \dot{r}_T)}}{1 + \frac{\dot{r}_k \dot{r}_k + \dot{r}_T \dot{r}_T}{c(\dot{r}_k + \dot{r}_T)}} \quad (3)$$

время задержки и коэффициент трансформации временного масштаба огибающей сигнала, принимаемого k -м пунктом,

$$r_k = \left[R^2 + x_k^2 + y_k^2 + z_k^2 - 2R \left(ux_k + vy_k - z_k \sqrt{1 - u^2 - v^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\dot{r}_k = \dot{r}_k^{-1} \left[\dot{R} \left(R - ux_k + vy_k - z_k \sqrt{1 - u^2 - v^2} \right) - R \left(\dot{u} x_k + \dot{v} y_k - z_k \frac{u \dot{u} + v \dot{v}}{\sqrt{1 - u^2 - v^2}} \right) \right], \quad (4)$$

расстояние от цели до k -го приемного элемента и производной от него в момент t_0 , r_T и $\dot{r}_T$ - расстояние от него в момент t_0 определяется выражением (4) при замене координат приемных элементов на координаты излучателя. Выражения (3), (4) показывают, что коэффициент трансформации временных масштабов сигналов, принимаемых различными пунктами различны и зависят от координат приемных пунктов и излучателя и координат и параметров движения цели. Спектр отраженного сигнала, принимаемого k -м приемным элементом определяется как

$$S_k(t, \vec{l}, a_0, \varphi_0) = a_0 \frac{R}{r_k} I_k \sqrt{A_k} \dot{U} \left(\frac{\omega}{A_k} - \omega_0 \right) \exp(j\omega \tau_k + j\varphi_0), \quad k = 1, \dots, n, \quad (5)$$

Сигналы (5) не являются узкополосными сигналами в пространственно-временном смысле так как условия (1) не выполняются. Доплеровский эффект проявляется в смещении спектра сигнала на доплеровскую частоту $f_{ok} = f_0(1 - A_k) = f_0(\dot{r}_k + \dot{r}_T)/c$ и в изменении ширины спектра сигнала в A_k раз.

В дальнейшем будем считать, что сигналы (2) принимаются на фоне шумов со спектральной плотностью N_0 . Тогда вектор принимаемого сигнала можно представить как

$$\|X_i(t)\| = \left\| s_k \left(t, \vec{l}_0, a_0, \varphi_0 \right) \right\| + \|n_k(t)\|, \quad (6)$$

$$k = 1, \dots, n$$

здесь $\|n_k(t)\|$ - вектор шума с нулевым средним значением и корреляционной матрицей $\langle n_i(t_1) n_j(t_2) \rangle = \langle (N_0/2) \delta_{ij} \delta(t_1 - t_2) \rangle$, которая показывает, что шумы в различных пунктах не коррелированы.

Оптимальная система пространственно-временной обработки формирует выходной эффект, пропорциональный

$$M(\vec{l}) = \left| \sum_{i=1}^n \int_{1T} x_i(t) \dot{v}_i(t, \vec{l}) dt \right|, \quad (7)$$

В (7) $\dot{v}_i(t, \vec{l}) = \frac{2}{N_0} s_i(t, \vec{l})$ - опорный сигнал в i -м пункте. Из (7) видно, что антенная система фокусируется по дальности и углу и трансформирует временные масштабы опорных сигналов. В качестве оценок координат и параметров движения цели выбираются величины $\vec{l}$, обращающие $M(\vec{l})$ в абсолютный максимум. Если измерения надежны, то оценки являются несмещенными, а выражение для их корреляционной матрицы принимает вид

$$r_{\alpha\beta} = \frac{S_{\alpha\beta}}{\det \|B_{\alpha\beta}\|}, \quad (8)$$

где α и β принимают значения $R, u, v, \dot{R}, \dot{u}, \dot{v}$, $\det \|B_{\alpha\beta}\|$ - определитель информационной матрицы Фишера. Элементы этой матрицы определяются как

$$B_{l_i l_j} = \left[\frac{\partial^2}{\partial l_i \partial l_j} \left| \sum_{i=1}^n \frac{a_0^2}{N_0} \frac{R_1 R_2}{r_{1i} r_{2j}} |I_i| |I_j| \sqrt{A_{1i} A_{2j}} \int_T s[A_{1i}(t - \tau_{1i})] s[A_{2j}(t - \tau_{2j})] dt \right| \right] \quad \vec{l}_1 = \vec{l}_2 = \vec{l} \quad (9)$$

В (8) $S_{\alpha\beta}$ алгебраическое дополнение элемента $B_{\alpha\beta}$ из $\|B_{\alpha\beta}\|$. Дополнительные элементы матрицы $\|B_{\alpha\beta}\|$ определяют дисперсии формируемых оценок.

Если $2m+1$ приемных пункта КМИС представляют эквивалентную решетку с размером апертуры L , размещенную симметрично относительно начала координат вдоль оси ОХ, а источник излучает сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и гауссовой огибающей

$$\dot{U}(t) = \exp\{-\gamma^2(1-jk)t^2\}, \quad (10)$$

из начала координат, где γ - ширина спектра огибающей, k - коэффициент сжатия, то выражение для дисперсий оценок дальности и радиальной скорости

$$\sigma_R^2 = \frac{\left(\frac{c}{\omega_0}\right)^2}{4Q\left(\beta^2 + 2\frac{\Delta\omega^4}{\omega_0^4} + \alpha^4 D\right)}, \quad \sigma_{\dot{R}}^2 = \frac{c^2 \beta^2 \frac{\Delta\omega^2}{\omega_0^2}}{Q\left(\beta^2 + 2\frac{\Delta\omega^4}{\omega_0^4} + \alpha^4 D \frac{k^2}{1+k^2}\right)}, \quad (11)$$

В (11) $\beta = \gamma / \omega_0$, $\Delta\omega / \omega_0 = \beta \sqrt{1+k^2}$ - коэффициент широкополосности,

$Q = \frac{a_0^2 \sqrt{\pi}}{\gamma \sqrt{2} N_0} (2m+1)$ - отношение сигнал/шум, $D = (1+m^{-1})(1-u^2)/12$.

Если цель движется в зоне Френеля КМИС, то есть

$$R < R_0 = 0,5D^{\frac{1}{4}} \left(\beta^2 + 2\frac{\Delta\omega^4}{\omega_0^4} \right)^{-4},$$

и разрешающая способность за счет фокусировки антенны значительно выше разрешающей способности за счет ширины спектра, то

$$\sigma_R^2 = \frac{4c^2 R^4}{QL^4 D}, \quad \sigma_{\dot{R}}^2 = \frac{16c^2 R^4}{QL^4 k^2 D} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^4, \quad (12)$$

Для $R > R_0$ выражения для дисперсий оценок дальности и радиальной скорости выглядят следующим образом

$$\sigma_R^2 = \frac{\left(\frac{c}{\omega_0}\right)^2}{4Q\left(\beta^2 + 2\frac{\Delta\omega^4}{\omega_0^4}\right)}, \quad \sigma_{\dot{R}}^2 = \frac{c^2\beta^2}{Q\left(\beta^2 + 2\frac{\Delta\omega^4}{\omega_0^4}\right)}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2.$$

Если параметры ЛЧМ сигнала удовлетворяют условию

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} < \left[2(1+k^2)\right]^{-\frac{1}{2}}, \text{ то } \sigma_R^2 = \frac{c^2}{4Q\gamma^2}, \quad \sigma_{\dot{R}}^2 = \frac{c^2}{Q}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2.$$

При $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} > \left[2(1+k^2)\right]^{-\frac{1}{2}}$

$$\sigma_R^2 = \frac{c^2}{8Q}\frac{\omega_0^2}{\Delta\omega^4}, \quad \sigma_{\dot{R}}^2 = \frac{c^2}{2Q(1+k^2)}.$$

Таким образом, неучет широкополосных свойств сигнала может привести к серьезному увеличению ошибок при расчете точностных характеристик оценивания дальности и радиальной скорости. Ошибки возрастают с увеличением коэффициентов широкополосности и сжатия. Так при $k = 10^3$ и $\Delta\omega/\omega_0 = 10^{-2}$ результаты могут отличаться на два порядка.

Литература

1. Я.Д. Ширман. Разрешение и сжатие сигналов. М.: Радио и связь, 1974.
2. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И.Я. Кремера.-М.: Радио и связь, 1984.
3. Г.С. Нахмансон. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов, отраженных от движущихся целей в когерентных многопозиционных измерительных системах // Радиотехника. 1994, №4-5, с 72-81.

СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР МЕЛЛИНА И ОЦЕНКА МАСШТАБА ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА

Монаков А.А.

Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения
190000, Россия, Санкт-Петербург, ул. Большая Морская 16,
каф. бортовой радиоэлектронной аппаратуры, тел. (812) 494-70-22,
E-mail: a_monakov@mail.ru; факс (812) 312-77-78

The presented work is devoted to the problem of the signal scale statistical estimation. A new method based on implementation of the Mellin matched filter is proposed. The method showed high efficiency of the statistical estimation.

Рассмотрим задачу оценки масштаба μ сигнала $s(t)$ в случае, когда прием происходит на фоне белого шума $n(t)$ со спектральной плотностью мощности $N_0/2$:

$$r(t) = \sqrt{\mu} s(\mu t) + n(t), 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

где $r(t)$ - наблюдаемый сигнал, T - интервал наблюдения. Подобная задача может встретиться, например, в радио или гидролокации, когда требуется определить скорость движения цели в случае, если излучаемый сигнал $s(t)$ является сверхширокополосным и судить о скорости цели можно только по изменению его масштаба.

Для решения поставленной задачи возможно применение согласованного фильтра Меллина (СФМ). Основные свойства СФМ были рассмотрены в [1]. Теоретическим фундаментом СФМ является интегральное преобразование Меллина

$$S_M(v) = \int_0^{\infty} s(t) \left(\frac{t}{T} \right)^{-iv-1} dt,$$

и свертка по Меллину

$$g(t) = T \int_0^{\infty} s(\tau) h\left(\frac{Tt}{\tau}\right) \frac{d\tau}{\tau},$$

где $g(t)$ - выходной сигнал СФМ, $h(t)$ - импульсная характеристика СФМ. В [1] было доказано, что при $h(t) = \frac{T}{t} s\left(\frac{T^2}{t}\right)$, выходной сигнал СФМ равен

$$g(t) = \int_0^{\infty} s\left(\frac{t}{T} \tau\right) s(\tau) d\tau.$$

В момент времени $t = T$ на выходе СФМ наблюдается максимум сигнала $g(t)$ и максимальное отношение сигнал/шум (ОСШ) $q^2 = \frac{2E}{N_0}$, где E - энергия сигнала $s(t)$.

Пусть на вход ФСМ поступает сигнал $\sqrt{\mu} s(\mu t)$, который является масштабированной копией сигнала $s(t)$ и имеет равную энергию E . Тогда сигнал на выходе СФМ будет равен

$$g_{\mu}(t) = \sqrt{\mu} \int_0^{\infty} s\left(\mu \frac{t}{T} \tau\right) s(\tau) d\tau = \sqrt{\mu} g(\mu t),$$

максимум которого приходится на момент $t = T/\mu$, а ОСШ сохраняется и по-прежнему будет равно $q^2 = \frac{2E}{N_0}$ [1]. То обстоятельство, что максимальное значение ОСШ для масштабированного сигнала $\sqrt{\mu} s(\mu t)$ на выходе фильтра остается неизменным и приходится на момент времени $t_{\mu} = T/\mu$ (т.е. момент достижения максимума выходного сигнала сдвигается по сравнению со случаем присутствия на входе СФМ немасштабированно-

го сигнала $s(t)$ на величину обратно пропорциональную μ) свидетельствует о принципиальной возможности измерения масштаба сигнала в устройстве на основе СФМ.

Таким образом, оценка масштаба сигнала при условии, что на входе измерителя присутствует смесь (1), сводится к пропусканию $r(t)$ через СФМ, определению момента, соответствующего максимуму выходного сигнала t_μ , и пересчету

$$\mu = T/t_\mu. \quad (2)$$

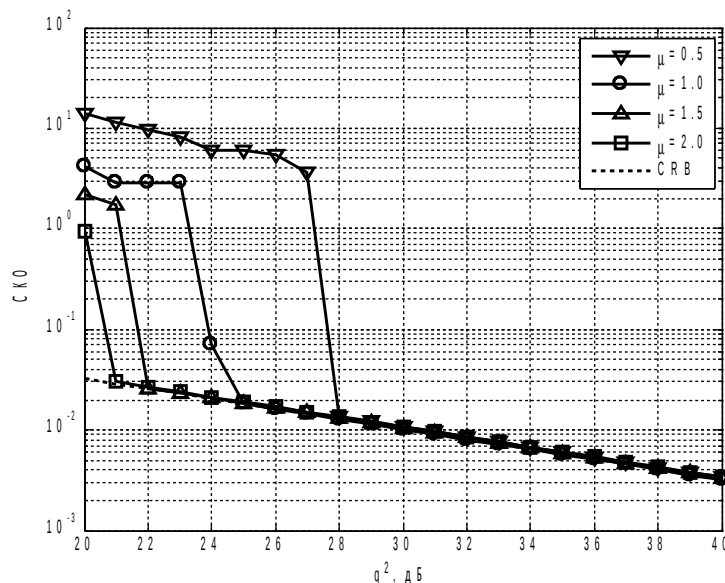


Рисунок 1. Зависимость СКО оценки масштаба сигнала от ОСШ q^2 .

С целью проверки качества оценивания в работе было проведено математическое моделирование и получены статистические характеристики оценок масштаба μ . В ходе моделирования предполагалось, что входным сигналом является гауссовский импульс

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(t-3\sigma)^2}{4\sigma^2}\right], 0 \leq t \leq 6\sigma,$$

эффективная длительность которого равна σ .

Зависимости нормированных к μ СКО оценок от ОСШ q^2 на входе СФМ для различных значений масштаба показаны на рисунке 1. Здесь же приведена нижняя граница Крамера-Рао для оценки масштаба сигнала, которая, как несложно показать, равна

$$CRB = \frac{\mu}{q(I-0.25)}, I = \frac{\int [ts'(t)]^2 dt}{\int s^2(t) dt}.$$

Анализ результатов свидетельствует о том, что, начиная с некоторого порогового ОСШ, предлагаемая оценка масштаба сигнала становится эффективной. Уменьшения порогового значения ОСШ можно достичь путем реализации когерентного междупериодного накопления принимаемого сигнала.

Таким образом, предложенный способ оценки масштаба сигнала показал высокую эффективность. Его можно использовать не только в локации, но и при оценке длительности сигналов в телекоммуникационных задачах.

Литература.

1. Монаков А. А. Применение масштабно-инвариантных преобразований при решении некоторых задач цифровой обработки сигналов // Успехи современной радиоэлектроники, №11, 2007, с. 65-72.

РЕКУРРЕНТНЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СКАНИРУЮЩЕЙ АНТЕННЫ

Сытник¹ О.В., Карташов² В.М., Супрун² А.А.

¹ Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины,
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина. Тел. (057) 720-35-92,

E-mail: ssvp11@ire.kharkov.ua

² Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
14, Просп. Ленина, Харьков, 61166, Украина. Тел. (057) 702-15-87,

E-mail: res@kture.kharkov.ua

The given paper is devoted to problem of improving of spatial resolution of fast scanning antenna. Limit the angular resolution of the scanning radar with non-coherent signal processing is determined by the physical size of the aperture antenna. Well known super resolution methods which used to signal processing in adaptive antenna arrays doesn't work properly when antenna's beam scanned very fast. There are many reason of it, but the main is insufficient time to average noises. In the report the new digital signal processing method suggested. The method based on a recurrent algorithm of deconvolution. The numerical simulation of algorithm for various noises was made. The conditions under which the spatial resolution can be improved were defined.

Введение. Предел углового разрешения сканирующего радара при некогерентной обработке сигналов определяется физическими размерами апертуры антенны в соответствующей плоскости [1]. В зоне Фраунгофера (или дальней зоне) угловая ширина луча антенны упрощенно может быть оценена как

$$\theta = k \lambda \arcsin(\lambda / D), \quad (1)$$

где k — некоторая константа, зависящая от вида распределения поля по апертуре антенны; λ — рабочая длина волны РЛС; D — физический размер апертуры антенны в соответствующей плоскости.

Считается, что при классическом способе некогерентной последетекторной обработки сигналов этот предел преодолеть невозможно [1]. Известные в настоящее время методы пространственного «сверхразрешения» [2], обеспечивающие, при определенных условиях, разрешающую способность антенных решеток существенно лучшую по сравнению с пределом (1), для быстросканирующих решеток часто оказываются неэффективными. Для этого существует ряд причин, одна из которых — малое время накопления сигнала. Наличие нестационарных и коррелированных с полезным сигналом помех, также приводит к снижению характеристик алгоритмов «сверхразрешения».

Улучшить пространственное разрешение быстросканирующих радиолокационных систем можно, если использовать априорную информацию об исследуемом объекте и снизить потери полезного сигнала. Большинство таких потерь, влияющих на угловую разрешающую способность радара, возникает при свертке входного сигнала с апертурной функцией антенны, когда часть высокочастотных компонент пространственного спектра сигнала безвозвратно теряется. Попытки применения инверсной фильтрации, как показано в работе [3], позволяет снизить остроту проблемы, но приводит к неустойчивым по отношению к шумам и сложным в вычислительном отношении алгоритмам.

Модель системы наблюдения. Сигнал на выходе антенны в общем виде можно представить следующим соотношением:

$$y(\varphi) = \int_{\psi_{\min}}^{\psi_{\max}} h(\psi - \varphi) \chi(\psi) d\psi, \quad (2)$$

где φ, ψ — переменные, имеющие угловую размерность; $h(\bullet)$ — диаграмма направленности антенны; $\chi(\bullet)$ — сигнал, соответствующий пространственному распределению от-

ражателей; $[\psi_{\min}, \dots, \psi_{\max}]$ — диапазон углов, в пределах которых осуществляется сканирование луча антенны.

Уравнение (2) упрощается, если использовать Фурье-образы соответствующих функций

$$\dot{Y}(\xi) = \dot{H}(\xi) \dot{X}(\xi), \quad (3)$$

где $\dot{Y}(\bullet)$, $\dot{H}(\bullet)$, $\dot{X}(\bullet)$ — преобразования Фурье функций $y(\bullet)$, $h(\bullet)$, $x(\bullet)$ соответственно.

Если в некогерентном локаторе используется квадратичный детектор, то пространственное распределение отражателей можно представить в виде

$$E \{y^2(\varphi)\} = h^2(\varphi, \psi) \Delta E \{x^2(\psi)\}, \quad (4)$$

где символом $E \{\bullet\}$ — обозначена операция вычисления математического ожидания, а символом Δ — операция свертки.

Уравнение (4) определяет сигнал соответствующий профильтрованному пространственному распределению отражателей, в котором подавлены высокочастотные компоненты пространственного спектра. Поэтому, для улучшения разрешающей способности по угловым координатам в такой системе необходимо каким-либо образом восстановить утраченные компоненты. Казалось бы, что это можно сделать простой инверсной фильтрацией, если бы была точно известна обратная функция к $\dot{H}(\bullet)$, т.е.

$$\dot{X}^J = \dot{H}^{-1} \dot{Y}, \quad (5)$$

где $\dot{X}^J$ — оценка $\dot{X}$.

Не смотря на простоту и очевидность этого результата, при решении (5) на практике возникает ряд проблем. В частности, функция $\dot{H}^{-1}$ не всегда существует поскольку в области верхних частот пространственного спектра функция $\dot{H}$ стремится к нулю, а следовательно усиление фильтра при реализации процедуры (5) должно будет стремиться к бесконечности, и как результат, будет наблюдаться значительное увеличение уровня высокочастотных шумов.

Алгоритм рекуррентного восстановления пространственного спектра. Разложим функцию $\dot{H}^{-1}$ в выражении (5) в ряд

$$\dot{X}^J = \gamma \sum_{i=0}^{\infty} \dot{H}^i (1 - \gamma \dot{H})^{-1} \dot{Y}, \quad (6)$$

где γ — некоторая константа.

Очевидно, что сумма в формуле (6) сходится к $\dot{H}^{-1}$ при условии, что $|1 - \gamma \dot{H}| < 1$. Из этого условия можно вычислить необходимое значение константы γ .

Исходя из этого, можно построить рекуррентную процедуру вычисления оценок $\dot{X}^J$, не используя слабо обусловленную функцию $\dot{H}^{-1}$.

$$\dot{X}_{i+1}^J = \gamma \dot{Y} + (1 - \gamma \dot{H}) \dot{X}_i^J, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

Начальным условием для рекурсии (7) является $\dot{X}_0^J = \gamma \dot{Y}$. Сходимость такой процедуры, как показали теоретические и экспериментальные исследования соответствует скорости сходимости геометрической прогрессии. С помощью преобразования Фурье рекурсия (7) может быть модифицирована следующим образом

$$\dot{X}_{i+1}^J = \mathcal{B} \left\{ \mathcal{B}^{-1} \left\{ \gamma \dot{Y} + (1 - \gamma \dot{H}) \dot{X}_i^J \right\} \right\}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

где $\mathcal{B} \{\bullet\}$, $\mathcal{B}^{-1} \{\bullet\}$ — прямое и обратное преобразования Фурье соответственно.

Такая модификация оказывается весьма полезной в связи с тем, что алгоритмы быстрого преобразования Фурье позволяют ускорить процесс вычисления оценок.

На практике, для быстросканирующих антенных систем, в которых используются фазированные антенные решетки, скорость сходимости процедуры (8) может оказаться недостаточной. Поэтому, для ускорения сходимости целесообразно использовать алгоритмы [4, 5], суть которых сводится к разбиению основной процедуры на несколько па-

параллельно вычисляемых процедур. В частности, если обозначить $G = 1 - \gamma^H$ и сгруппировать члены ряда, тогда получаем ряд

$$X^{(j)} = \gamma \sum_{k=0}^{\infty} \left(1 + G^{-2k} \right) \frac{Y}{b_k}, \quad (9)$$

из которого вытекает

$$X_{i+1}^{(j)} = (1 + G_i) X_i^{(j)}, i = 0, 1, 2, \dots, \quad (10)$$

причем $G_{i+1} = G_i^2, i = 0, 1, 2, \dots$, а начальные условия определяются как $X_0^{(j)} = \gamma Y$ и $G_0 = G$.

Скорость сходимости при этом возрастает почти вдвое и в реальных условиях составляет от 8 до 12 итераций на каждую оценку пространственного спектра. При этом за счет корректного восстановления высокочастотных компонент пространственного спектра удается повысить пространственное разрешение системы в два три раза.

Оценка вычислительных нагрузок на спецпроцессор показывает, что, когда скорость сканирования составляет 200 м/с, а азимутальная разрешающая способность радара 3 м, соответственно. Тогда для обработки в реальном времени каждого сканирования остается не более 15 миллисекунд. Этого времени вполне достаточно, чтобы используя микроконтроллер TMS320F вычислить 10 итераций процедуры (10) при 256-ти точечном алгоритме БПФ.

Заключение. Следует отметить основные особенности предлагаемого подхода. При обычной обработке сигналов, согласно теореме Котельникова (Найквиста) принимается достаточным два отсчета на период самой высокочастотной компоненты пространственного спектра, что для реальной диаграммы направленности антенны допускает флуктуацию амплитуды отсчетов в пределах 3 дБ. При обработке эти флуктуации образуют шум сравнимый по амплитуде с высокочастотными компонентами пространственного спектра. Поэтому, для эффективной работы алгоритма необходимо иметь избыточное описание, которое обеспечивает погрешность в пределах 0,5 - 1 дБ.

Литература.

1. Справочник по радиолокации. / Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. / Под общей ред. К. Н. Трофимова. Том. 2. Радиолокационные антенные устройства. / Под ред. П.И. Дудника. — М.: Сов. Радио. — 1977 г. — 408 с.
2. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер Адаптивные антенные решетки / Пер с англ. — М.: Радио и связь, 1986. — 448 с.
3. M.A. Richards Iterative Deconvolution in Noncoherent Systems // Proceedings of IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc. — 2009. p. 434-437.
4. S. Singh, S.N. Tandon, H.M. Gupta An Iterative Restoration Technique // Signal Processing. — 1986., Vol. 11, №1. — P. 1-11.
5. R.L. Lagendijk, R.M. Mersereau, J. Biemond On Increasing the Convergence Rate of Regularized Iterative Image Restoration Algorithms // Proceedings of IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signals Proc. . — 1987, — P. 1183-1186.

ПИТАННЯ КОГЕРЕНТНОСТІ ОБРОБКИ ІМПУЛЬСНИХ ЕХО-СИГНАЛІВ ПРИ РАДІОЛОКАЦІЇ ЦІЛЕЙ НЕКОГЕРЕНТНИМИ ЗОНДУЮЧИМИ СИГНАЛАМИ

Шинкарук О.М., Карпова Л.В.

Хмельницький національний університет

29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 11, тел. (03822) 2-20-43

E-mail:shincaruk@mail.ru

The paper considers one of the ways to optimize adoptive transmitting radar systems of the active type, which is coordinated adaptive receiver and transmitter within a period of probing and enables coherent processing even when using unstable incoherent pulse probing signals.

Вступ. Розвиток радіолокації як окремої науки, постійно супроводжувався пошуком ідеальних (оптимальних) методів та засобів отримання інформації про об'єкти спостереження. Ключову роль в цьому процесі відігравала в першу чергу розробка досконалих моделей зондуючих сигналів, оскільки саме їх властивості визначали потенційні можливості систем в цілому. Паралельно розвитку теорії сигналів створювались і методи їх обробки, проте майже завжди вони на практиці не давала змоги реалізовувати ті потенційні можливості, що закладались в сигналах. Значним проривом в цій частині стала розробка та впровадження цифрових методів обробки сигналів, що майже зняли обмеження на потенційні можливості приймальних засобів як в відношенні виявлення так і в відношенні розрізнення і в результаті потенційні обмеження на характеристики радіолокаційних систем накладаються вже потенційними можливостями сигналів.

На сьогоднішній день розроблено велику кількість ефективних моделей сигналів [2,3], які різняться за модуляційними та енергетичними властивостями, володіють високими можливостями в порівнянні з простими сигналами, проте потребують застосування спеціальних засобів для їх синтезу. Саме через проблемність реалізації складних сигналів в НВЧ діапазоні, значна частина сучасних радіолокаційних засобів будуються з використанням малоефективних простих зондуючих сигналів. Це накладає значні обмеження на характеристики засобів у цілому і призводить до подальшого віддалення ефективності методів обробки і потенційних можливостей засобів формування сигналів, що обумовлює необхідність пошуку нових інженерних рішень при побудові радіолокаційних засобів як цілісних систем.

Мета роботи та загальна постановка завдання. Метою даної роботи, є розробка та дослідження математичної моделі радіолокаційного зондуючого сигналу, що адекватна впливу флуктуаційних поцесів діючих в модуляторах та генераторах НВЧ. Для досягнення мети в роботі необхідно проаналізувати та теоретично узагальнити математичну модель зондуючого радіолокаційного сигналу з урахуванням недетермінованих до початку періоду зондування амплітудних та кутових флуктуаційних складових.

Основна частина. Теоретично, можливості щодо розрізнення радіолокаційних сигналів визначаються шириною їх частотного спектру. У випадку застосування простих імпульсних радіолокаційних сигналів, ширина їх спектру визначається шириною середньої пелюстки спектру, в якій сконцентровано більше 90 відсотків потужності, а отже є обернено пропорційною тривалості зондуючого сигналу. Проте, як показує аналіз структур імпульсних радіолокаційних систем, ширина частотної смуги пропускання приймачів завжди приймається в декілька разів ширшою [1, 4]. Це пов'язано з тим, що імпульсні генератори НВЧ володіють достатньо високою нестабільністю частоти, розмах якої як короткочасно так і тривало може значно перевищувати ширину спектру самого сигналу. З однієї сторони такий підхід дає змогу реалізувати максимальну частку енергії сигналу, а з іншої сторони пропорційно збільшується енергія шумів та завад, що діють на вході приймача. Очевидно, що він є неоптимальним, проте в умовах існуючої недетермінованості флуктуаційних кутових складових (особливо в відношенні короткочасної частотної нестабільності), з урахуванням короткої тривалості самих зондуючих імпульсів та неможливості більшої стабілізації, він є єдиним можливим.

В дійсності потенційно можливий інший підхід. Якщо сприймати наявні коротко-часні частотні флуктуації як корисну кутову модуляцію реальні потенційні можливості зонduючих сигналів, як показано в ряді робіт [1,4,5] стають значно вищими. Його реалізація можлива з тих міркувань, що передавач сигналу та приймач змонтовані в одному пристрої, їх робота синхронізована в часі і необхідно лише їх синхронізувати за модуляцією. В роботі [4] запропоновано структуру пристрою, алгоритм роботи якого дає змогу це реалізувати, проте не проведено достатньої оцінки потенційного виграшу, що може бути отриманий від його застосування.

Для оцінки потенційного виграшу, в першу чергу необхідно проаналізувати фізичні процеси, що відбуваються в генераторі НВЧ при його роботі і сформулювати адекватну їм математичну модель зонduючого радіосигналу.

Якщо урахувати дію дестабілізуючих факторів у передавачі, узагальнена математична модель обмеженого в часі та на частотній осі зонduючого сигналу може бути представлена у вигляді:

$$s(t) = S(\chi_s(t), t) \cos(\omega_0 t + \varphi(\chi_\varphi(t), t)),$$

де $S(\chi_s(t), t)$ – амплітудна модулююча складова; $\chi_s(t)$ – закон розподілу амплітудної недетермінованої складової; $\varphi(\chi_\varphi(t), t)$ кутова модулююча складова; $\chi_\varphi(t)$ – закон розподілу кутової недетермінованої складової.

Як правило, при синтезі структур та алгоритмів приймачів, складові радіолокаційних сигналів $\chi_s(t)$ та $\chi_\varphi(t)$ невраховують, або враховують за певними статистичними параметрами їх розподілу, що є не оптимальним у даному випадку, оскільки ці складові є недетермінованими тільки до моменту початку періоду зондування. Розглянемо випадок, коли радіолокація здійснюється простими імпульсними зонduючими радіосигналами, в яких відсутня кутова модуляційна складова, а амплітудна модуляція здійснюється імпульсами прямокутної форми, $\varphi(\chi_\varphi(t), t) = \varphi_0 + \chi_\varphi(t)$;

$$S(\chi_s(t), t) = S(t) \chi_s(t) = \begin{cases} S_0 \chi_s(t), & |t| \leq \tau; \\ 0, & |t| > \tau, \end{cases}$$

вираз (1) прийме вигляд:

$$s(t) = \begin{cases} S_0 \chi_s(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \chi_\varphi(t)), & |t| \leq \tau; \\ 0, & |t| > \tau. \end{cases} \quad (2)$$

Оскільки, кореляційні властивості сигналу визначаються формою їх комплексної обвідної, запишемо вираз (2) в комплексному вигляді і виділимо при цьому комплексну обвідну:

$$\begin{aligned} s(t) &= \operatorname{Re}\{\dot{s}(t)\} = \operatorname{Re}\{\dot{S} e^{j\omega_0 t}\}; \\ \dot{s}(t) &= S_0 \chi_s(t) e^{j\omega_0 t} e^{j(\varphi_0 + \chi_\varphi(t))}, \quad |t| \leq \tau; \end{aligned} \quad (3)$$

Для спрощення подальшого викладення, припустимо, що $S_0 = 1, \varphi_0 = 0$. А отже вираз (3) прийме вигляд:

$$\dot{s}(t) = \chi_s(t) e^{j\omega_0 t} e^{j\chi_\varphi(t)}, \quad |t| \leq \tau; \quad (4)$$

Кореляційна функція комплексної обвідної такого сигналу буде мати вигляд:

$$B(\tau) = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \chi_s(t) \chi_s^*(t - \tau) e^{j(\chi_\varphi(t) - \chi_\varphi(t - \tau))} dt. \quad (5)$$

За відсутності флуктуаційних складових, або при їх неврахуванні, кореляційна функція комплексної обвідної, з урахуванням прийнятих в (4) допущень прийме вигляд:

$$B(\tau) = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} dt = \tau_i - |\tau|. \quad (6)$$

При здійсненні узгодженої фільтрації в приймачі імпульсну характеристику фільтру синтезують відповідно форми комплексної обвідної сигналу, а отже реакція фільтру на сигнал буде його автокореляцією.

$$B^*(\tau) = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{H}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{S}(\tau_i - t) \dot{S}^*(t - \tau) dt = \tau_i - |\tau|. \quad (7)$$

Проте, при наявності в сигналі недетермінованих складових, що не враховуються при синтезі фільтру функція автокореляції перетворюється на функцію взаємкореляції імпульсної характеристики фільтру і дійсної комплексної обвідної сигналу

$$B'(\tau) = \int_{-\frac{\tau_i}{2} + \tau}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{H}'(t) \dot{S}(t - \tau) dt, \quad (8)$$

де $\dot{H}'(t) \neq \dot{S}(\tau_i - t)$.

В залежності від похибки відтворення обвідної при формуванні зонduючого радіосигналу, буде змінюватись форма відгуку узгодженого фільтру, який фактично визначається виглядом взаємкореляційної функції (8). Оскільки на практиці амплітудні та кутові випадкові процеси в зонduючому НВЧ сигналі є статистично незалежними, для оцінки ступеня трансформування відгуку, необхідно задати окремо закони розподілів випадкових величин $\chi_s(t)$ та $\chi_\varphi(t)$.

Розглянемо один із найпоширеніших випадків в роботі імпульсних генераторів НВЧ, а саме коли $\chi_s(t)$ представляє реакцію RC-кола з постійною часу T на імпульс прямокутної форми, що притаманно спотворенням, які вносяться в модулюючий імпульс паразитними реактивностями в модуляторі і характеризуються тривалостями фронтів імпульсу та нерівномірністю вершини, а $\chi_\varphi(t)$ може бути апроксимована певним лінійним законом, що притаманно більшості імпульсних генераторів НВЧ через залежність частоти від зміни керуючої напруги та напруги живлення.

Таким чином:

$$\chi_s(t) = \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \sigma(t) - \left(1 - e^{-\frac{t-\tau_i}{T}}\right) \sigma(t - \tau_i), \quad (9)$$

де $\sigma(t)$ – функція Хевісайда.

$$\chi_\varphi(t) = bt^2, \quad (10)$$

Підставивши вирази (9) та (10) в (4), комплексна обвідна зонduючого сигналу прийме вигляд

$$\dot{s}(t) = \left(\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \sigma(t) - \left(1 - e^{-\frac{t-\tau_i}{T}}\right) \sigma(t - \tau_i) \right) e^{jbt^2}, \quad (11)$$

В залежності від параметрів розподілів, а саме постійної часу T і коефіцієнту крутизни частотної модуляції b ефективність алгоритму оптимальної обробки буде різною, оскільки від їх величини залежить ступінь «узгодженості» перехідної характеристики фільтру і сигналу. На рис.1 показано залежності форми комплексної обвідної та її автокореляційної функції, при незначних кутових та амплітудних спотвореннях, а саме при затягуванні фронтів імпульсу на рівні 5% і відносної нестабільності частоти генератора НВЧ на рівні $1,5 \times 10^{-5}$. Як видно із рисунку, спостерігається значна деформація форми комплексної обвідної і зменшення інтервалу кореляції по рівню 0,5 в 1,34 рази.

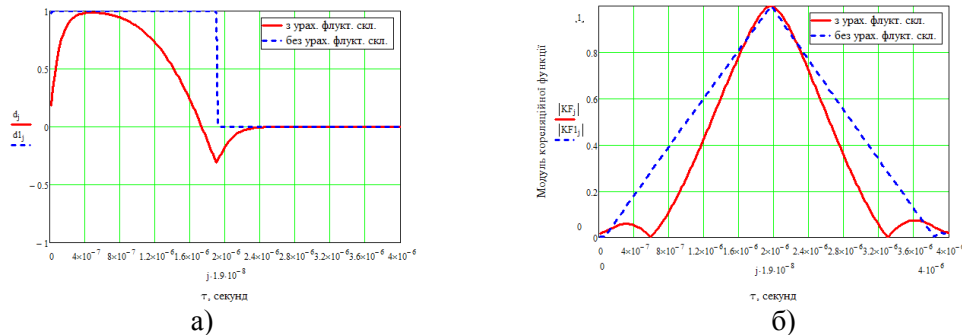


Рис. 1. Зміна форми комплексної обвідної а) та автокореляційної функції б) сигналу при урахуванні амплітудних і кутових флуктуаційних складових $\delta f = 1 \times 10^{-5}$, $T = 0.05\tau_i$ (радіотехнічні системи з високо стабільними генераторами НВЧ)

Для імпульсних генераторів НВЧ, таку стабільність забезпечити достатньо важко. Так, імпульсні генератори НВЧ магнетронного типу, що використовуються в більшості імпульсних радіолокаційних засобах мають відносну стабільність частоти на рівні 1×10^{-3} , а модулятори забезпечують тривалість фронтів на рівні 20-30% від тривалості імпульсів. Для такого випадку (рис. 2) спостерігається значна зміна комплексної обвідної і зменшення її інтервалу кореляції вимірюється вже десятками разів (в даному випадку на рисунку зменшується в 25,3 рази).

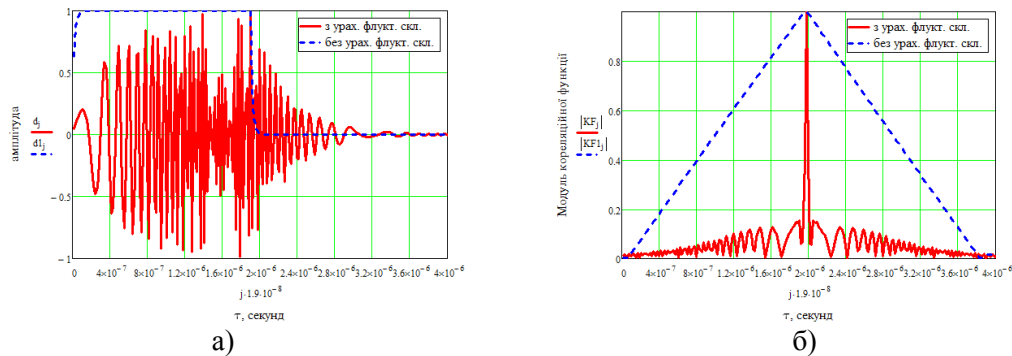


Рис. 2. Зміна форми комплексної обвідної а) та кореляційних властивостей б) сигналу при урахуванні амплітудних і кутових флуктуаційних складових $\delta f = 1 \times 10^{-3}$, $T = 0.2\tau_i$

Якщо співставити такі властивості зондуючих сигналів і алгоритм їх узгодженої обробки, що не враховує наявності випадкових флуктуаційних складових, форма відгуку узгодженого фільтру буде формуватись виходячи з форми амплітудної обвідної і не буде містити кутових флуктуаційних складових, проте при застосуванні квадратурного детектора або квадратурного дискретизатора, ці складові будуть призводити до появи бокових пелюсток $f(b, \tau)$, амплітуди яких обмежені формою автокореляційної функції по амплітудній обвідній.

$$B'(\tau) = \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \dot{S}(t) \dot{S}(t - \tau) e^{jb(t-\tau)^2} dt = (\tau_i - |\tau|) f(b, \tau). \quad (12)$$

Фактично в приймачі відбувається обробка сигналу з яким він узгоджений лише частково, що призводить до появи спотворень в відгуку, для усунення яких, як правило застосовують алгоритми (схеми) компенсації нестабільностей передавача. Проте, як видно з рис.2, наявність кутових та амплітудних спотворень призводить до значного скорочення інтервалу автокореляції зондуючих сигналів, що при синтезі відповідної перехідної характеристики узгодженого фільтру потенційно збільшує ступінь їх розрізнення.

Висновок. Таким чином, реалізуючи смугу частот приймача в повній мірі, через урахування додаткової модуляції в радіосигналі, вииграш за роздільною здатністю та відношенням сигнал/шум може складати декілька десятків разів без внесення змін в зондуючі сигнали і без ускладнення передавача. Проте, недетермінована природа модуляції вимагає застосування додаткових алгоритмів обробки, а саме постійної (динамічної поза межами періоду зондування) адаптації перехідної характеристики узгодженого пристрою обробки в приймачі. Слід зауважити, що при такому підході потенційні можливості розрізнення сигналів також обмежені, але вже не їх тривалістю а шириною смуги пропускання приймача та законами розподілу флуктуаційних складових в амплітудній та фазовій обвідних.

Література.

1. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография/ Под редакцией А.В.Соколова. – М.: Радиотехника, 2003 – 512с.
2. Передающие устройства СВЧ: Учебное пособие для радиотехнических спец. вузов / Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А.; под общ. ред. М.В. Вамберского – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.
3. Кравченко В.Ф. Алгебра логики, атомарные функции и вейвлеты в физических приложениях/ Кравченко В.Ф., Рвачев В.Л. . – М.: ФИЗМАЛИТ, 2006. – 416 с.
4. Обробка радіолокаційних сигналів з урахуванням внутрішньоімпульсних фазочастотних нестабільностей: Зб. наук. пр. Військ. ін-ту Київського нац. ун-ту ім. Тараса Шевченка / О.М.Шинкарук, І.І. Чесановський. – 2009. – Вип. № 17. – С. 89-92.
5. Трансформування функції невизначеності радіосигналів з урахуванням внутрішньоімпульсної фазочастотної нестабільності: Зб. наук. пр. Нац. акад. Держ. прикордон. служби України ім. Б. Хмельницького / І.І. Чесановський. – 2009. – Вип. № 50. – С.58-62.

АДАПТИВНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНО- МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РЛС С АКТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Горшков С.А.

Учреждение образования «Военная Академия Республики Беларусь»
Республика Беларусь, 220057 г. Минск-57, кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств, тел. +375297783314, +375172694986;

E-mail: sedbox@mail.ru

Questions of adaptive correction of parameters of the broadband discrete frequency-manipulated signal with very big base at stages of its generation and processing are considered. Features of adaptation to angular co-ordinate of the target, its speed, to presence of rotating structural elements, and wave propagation conditions are considered.

Введение. Более 55-ти лет прошло со времен проведения первых опытов по сжатию сигналов, проведенных в Харькове, под руководством профессора Ширмана Я.Д. и аналогичных работ, проведенных в США [1-3]. Начав с полос сигналов в единицы мегагерц, уже в 60-х годах был преодолен рубеж 100МГц и более. Применены варианты фильтровой и корреляционно-фильтровой обработки. Сегодня сложные широкополосные сигналы используются в РЛС различного назначения. С учетом достигнутых разрешающих способностей 10×10 см ширина спектра сигнала таких РЛС составляет 1.5 и более ГГц. Наиболее часто используют дискретные частотно-манипулированные сигналы (ДЧМС) ввиду относительной простоты формирования и обработки таких сигналов с базами 106 и более. Свойства таких сигналов при «ступенчатой» и квазихаотической манипуляции, а также особенности их обработки рассмотрены в [3-8]. В работах Лещенко С.П. исследованы искажения ДЧМС, возникающие при наблюдении движущихся и вращающихся объектов. *Цель настоящего доклада:* обсудить потенциальные возможности и вариант адаптивной цифровой компенсации основных разновидностей искажений базовых широкополосных ДЧМС в активных антенных решетках (ААР).

Основные разновидности законов модуляции ДЧМС. В задачах радиолокации рассматривают, как правило, две разновидности законов модуляции ДЧМС: ступенчатую (рис. 1,а) и квазихаотическую (рис. 1,б).

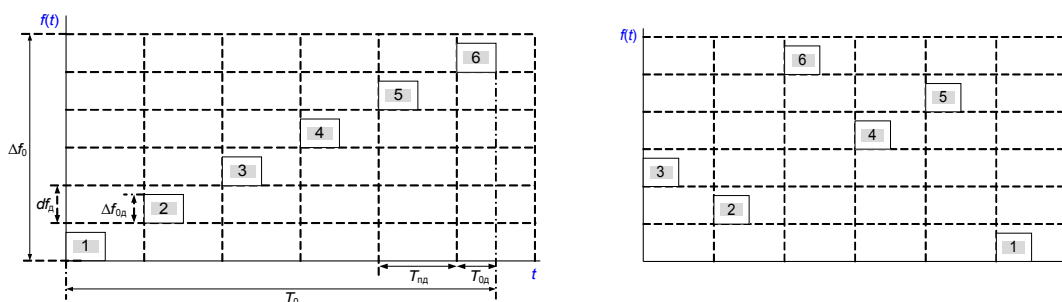


Рис. 1. Разновидности законов модуляции ДЧМС:
а) ступенчатый; б) квазихаотический

Чаще всего рассматривается сигнал с простыми прямоугольными парциальными радиоимпульсами. Но наибольшую гибкость управления параметрами сигнала предоставляют модулированные парциальные сигналы. Например, использование линейной частотной модуляции частотных дискретов позволяет оперативно корректировать параметры зондирующего и принятого сигнала для адаптации к различного рода искажениям.

Особенности сжатия ДЧМС. Для сжатия ДЧМС с большими базами используют, корреляционно-фильтровую обработку в ограниченном «окне» дальности. При этом на порядки сокращаются вычислительные затраты обработки, по сравнению с фильтровым способом, требования к быстродействию аналого-цифровых преобразователей и упроща-

ется техническая реализация трактов промежуточной частоты за счет сужения требуемой полосы пропускания примерно до ширины спектра парциального радиоимпульса.

Выражение для отраженного N -дискретного ДЧМ сигнала со ступенчатой манипуляцией от точечной неподвижной цели с единичной амплитудой, временем запаздывания t_r и начальной фазой φ_0 имеет вид:

$$m(t) = \exp\{j[2\pi f_0(t - t_r) + \varphi_0]\} \sum_{k=0}^{N-1} U_0(t - t_r - iT_{\text{пд}}) \exp\{j[2\pi k\Delta f_{\text{до}}(t - t_r)]\},$$

где t – текущее время; f_0 – центральная (несущая) частота сигнала; $U_0(t)$ – закон модуляции парциального радиоимпульса.

Напряжение на выходах квадратурного фазового детектора после полной частотной деманипуляции сигнала представим в комплексной форме:

$$m_{\text{фд}}(t) = \exp\{j(2\pi f_0 t_r + \varphi_0)\} \sum_{k=0}^{N-1} U_0(t - t_r - kT_{\text{пд}}) \exp\{j2\pi k\Delta f_{\text{до}} t_r\}$$

Фазовый набег между парой соседних частот можно записать как:

$$\Delta \varphi_{\text{мч}} = 2\pi \frac{\Delta f_{\text{д}} t_r}{T_{\text{пд}}}.$$

Видно, что изменение времени запаздывания t_r приводит к междупериодному фазовому сдвигу $\Delta f_{\text{д}} t_r / T_{\text{пд}}$, аналогичному доплеровскому. Поэтому согласованную обработку деманипулированного по частоте ступенчатого ДЧМС сводят к спектральному анализу когерентной последовательности сигналов, реализованному, например, на основе дискретного преобразования Фурье или методов спектрального сверхразрешения [9].

Разновидности искажений ДЧМС с очень большой базой и общие принципы их компенсации. К основным составляющим искажений отраженного ДЧМС относят: запаздывание на апертуре антенны; дисперсионные искажения в ионосфере; трансформацию временного масштаба при отражении от скоростной цели; разницу запаздываний сигналов в приемно-передающих трактах АР; неидентичности частотных характеристик приемных элементов (модулей) АР. Кроме того, на форму сжатого сигнала существенное влияние могут оказывать эволюции объекта наблюдения относительно центра масс и линии визирования, а также вращение элементов двигательной установки.

Выравнивание электрических длин тракта передачи-приема сигналов и их частотных характеристик реализуется на этапе наладки изготовленного устройства. Хотя возможна и адаптация к медленным изменениям данных параметров. Остальные составляющие искажений определяются условиями распространения и параметрами наблюдаемого объекта и могут быстро изменяться как во времени, так и от объекта к объекту.

Искажения на апертуре АР. Временные запаздывания на апертуре АР $\delta t_{\text{АР}}$ определяются координатами передающего l и приемного k антенных элементов и угловой координатой объекта θ относительно нормали к раскрыву АР. Для L -элементной линейной эквидистантой АР с расстоянием между элементами d можно записать:

$$\delta t_{\text{АР } k, l}(\theta) = \frac{(k + l)}{c} \cdot d \cdot \sin(\theta)$$

Разрешение по дальности при управлении запаздыванием на передачу и прием определяется с учетом дискретности угла установки луча $\delta\theta$, которая имеет наибольшее влияние в окрестности нуля

$$\Delta r_{\text{АР}}(\theta) = \frac{c}{2\Delta f_0} + 2Ld\delta\theta$$

Задаваясь не более, чем 25%-м ухудшением разрешающей способности, определим максимально допустимую дискретность установки луча

$$\delta \theta \leq \frac{c}{16\Delta f_0 L d} = \frac{1}{8\Delta f_0 \delta t_{AP \max}},$$

где $\delta t_{AP \max} = 2Ld/c$ - максимальное запаздывание огибающей сигнала по апертуре антенны. Требования к дискретности установки луча тем более жесткие, чем более широкополосной оказывается система, т.е. больше произведение $\Delta f_0 \delta t_{AP \max}$.

Искажения в ионосфере. Искажения в ионосфере носят дисперсионный характер и зависят от интегральной концентрации электронов $(n_e)_{\text{инт}}$ [4]. Для ступенчатого ДЧМС каждый частотный дискрет $f_k = k \cdot \delta f_d$ получает прирост времени запаздывания

$$\delta t_{ik} = \frac{1}{c} 40.3 \frac{(n_e)_{\text{инт}}}{(k \cdot \delta f_d)^2}.$$

Разрешение по дальности с учетом компенсации ионосферных искажений определяется полосой частот сигнала $\Delta f_0 = f_{\max} - f_{\min}$, и ошибки определения интегральной концентрации электронов $\delta(n_e)_{\text{инт}}$:

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0} + \delta(n_e)_{\text{инт}} \frac{40.3}{2} \left(\frac{1}{f_{\min}^2} - \frac{1}{f_{\max}^2} \right).$$

Допустимая ошибка оценки интегральной концентрации электронов при заданной полосе частот и 25%-м ухудшении разрешения по дальности:

$$\delta(n_e)_{\text{инт}} \leq \frac{c}{161.2\Delta f_0} \cdot \frac{f_{\min}^2 f_{\max}^2}{f_{\min}^2 - f_{\max}^2}.$$

Скоростные искажения. Данный вид искажений возникает за счет трансформации временного масштаба при отражении большебазовых сигналов от скоростных объектов. Разница радиальных смещений на каждой из частот приводит к расширению сжатого импульса и уменьшению его амплитуды. Разрешение по дальности при наличии компенсации временных сдвигов определяется в данном случае с поправкой, учитывающей ошибку определения скорости объекта δV_r и длительность сигнала $NT_{\text{пл}}$:

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0} + NT_{\text{пл}} \delta V_r.$$

Максимальную ошибку определения скорости определим при допущении 25%-го ухудшения разрешения по дальности следующим образом:

$$\delta V_r \leq \frac{c}{8N\Delta f_d NT_{\text{пл}}} = \frac{c}{8B},$$

где $B = \Delta f_0 NT_{\text{пл}}$ - база сигнала.

Искажения, вызванные вращением объекта или элементов его конструкции. Временные флуктуации отраженного сигнала в основном обусловлены вращением объекта относительно линии визирования, или наличием отдельных вращающихся элементов, таких, например, как лопасти винтов вертолетов или турбовинтовых самолетов, лопасти турбин или компрессоров двигательных установок.

При вращении возникает разность радиальных скоростей блестящих точек, которая максимальна для крайних точек $\delta V_{\text{б.т.}}$. Для двухточечной цели длиной $L_{\text{ц}}$, вращающейся с угловой скоростью $\Omega_{\text{ц}}$, эта разность скоростей равна $\delta V_{\text{б.т.}} = L_{\text{ц}} \Omega_{\text{ц}}$. Если блестящие точки не разрешаются по дальности, то к мере разрешающей способности по дальности добавляются две составляющих. Первая, за счет некомпенсированной разности скоростей блестящих точек на центральной частоте f_0 , а вторая, за счет разности некомпенсированных набегов фазы на разных частотах:

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0} + \frac{c}{\lambda_0} \frac{T_{\text{пд}}}{df_d} \delta V_{\text{б.т.}} + NT_{\text{пд}} \delta V_{\text{б.т.}}$$

Задаваясь, как и прежде, 25%-м ухудшением разрешающей способности за счет влияния данного фактора, учитывая дополнительно неравномерное распределение блестящих точек на объекте через эмпирический коэффициент формы $K_{\text{ц}} \approx (0.5 \dots 0.7)$, а также полагая, что $\Delta f_0/f_0 \ll 1$, придем к необходимости выполнения следующего условия:

$$T_{\text{пд}} f_0 \leq \frac{\Delta r}{4K_{\text{ц}} \delta V_{\text{б.т.}}} \Delta f_d$$

Таким образом, возможность достижения заданной разрешающей способности по дальности Δr при фиксированном скачке частоты Δf_d полностью определяется:

- произведением $T_{\text{пд}} f_0$;
- максимальным разбросом скоростей вращения блестящих точек $\delta V_{\text{б.т.}}$.

Рассмотренные виды искажений сводятся, в основном, к дополнительным запаздываниям парциальных радиоимпульсов. Их можно компенсировать адаптивным управлением задержкой таких сигналов при излучении и приеме. Высокоточной компенсации задержек можно достичь, управляя частотой излучаемых и принимаемых парциальных ЛЧМ радиоимпульсов. Широкие возможности цифровых синтезаторов частоты делает такое управление предпочтительным. Моделирование показало эффективность предложенного способа адаптации. Дополнительные возможности по минимизации искажений выявлены при использовании квазихаотических законов модуляции, весовой обработки и адаптивной коррекции частотных характеристик каналов приема сигналов.

Заключение. Использование большебазовых широкополосных ДЧМ сигналов осложнено искажениями, возникающими при излучении, приеме, распространении и отражении радиоволн. Большинство из них приводят к появлению различных запаздываний сигналов, зависящих от совокупности факторов. Использование парциальных ЛЧМ радиоимпульсов позволяет, управлять временными искажениями путем частотной коррекции. Для компенсации искажений, связанных с формой частотных характеристик приемных трактов антенных модулей возможно использование адаптивных корректирующих фильтров. Снижение влияния вращения объекта или элементов его конструкции возможно при переходе от ступенчатых к квазихаотическим законам манипуляции частоты. Дополнительная весовая обработка позволит снизить влияние боковых лепестков функции неопределенности сигнала на форму сжатых импульсов.

Литература

1. Ширман Я.Д. Проблема использования широкополосных радиоимпульсов в радиолокации - Труды АРТА, 1957, № 33.
2. Ширман Я.Д. Разрешение сжатие сигналов. – М.: Сов. радио, 1974.
3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. – Москва: Радиотехника, 2007.
5. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. – New Jersey: John Wiley&Sons, Inc., 2004.
6. Wehner D.R. High-resolution Radar. – Norwood: Artech House, Inc., 1994.
7. Ultra-Wideband Radar Technology/edited by Taylor J.D.– New York: Boca Raton, 2001.
8. Костас Д. Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах «дальность—доплеровская частота». — ТИИЭР, 1984, № 6.
9. Марпл мл. С.П. Цифровой спектральный анализ и его применения. — М.: Мир, 1990.

УПРАВЛЕНИЕ ОБЗОРОМ ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ МІМО РЛС

Горшков С.А., Оргиш П.И.

Военная академия Республики Беларусь

220057, Минск-57, каф. радиолокации и приемопередающих устройств,

тел. (017) 287-43-79, E-mail: orgish.1986@mail.ru

In the given work variants of control by the review of space for MIMO radar are presented. Variants of control by the transmit and receive beampattern on an example of mechanical scanning in an azimuth and an electronic place on a corner are considered.

Введение. В настоящее время актуально использование в создаваемых РЛС активных многолучевых адаптивных антенных решеток (АР). Преимущества такой технологии: большая надежность, снижение требований к системе охлаждения, отсутствие необходимости в системе поддержания повышенного давления волноводного тракта, значительно большая гибкость режимов работы. Недостатки – высокая стоимость, которая прямо пропорциональна числу используемых приемно-передающих элементов (модулей). Для снижения количества активных модулей антенны, соответственно и стоимости АР, при сохранении числа каналов приема, возможен переход к МІМО (Multiple Input – Multiple Output) РЛС [1], [2]. В таких РЛС K различных групп передающих элементов антенны излучают K ортогональных сигналов, а L групп приемных элементов обеспечивают одновременный прием этих сигналов.

Важными преимуществами МІМО РЛС является то, что можно адаптивно оптимизировать форму диаграммы направленности (ДН) на передачу по результатам анализа принятых сигналов, а также можно реализовать обзор в широком секторе без сканирования передающих лучей и когерентно обрабатывать при приеме с формированием узких лучей, покрывающих весь сектор.

Например, можно осуществлять последовательный обзор узким лучом по азимуту и одновременный обзор, с использованием принципов МІМО РЛС, по углу места.

В данной работе будет рассмотрено несколько вариантов управления обзором для МІМО радиолокационных систем.

Варианты обзора. Пусть антенная система состоит из K передающих и L приемных элементов. Все K передающих элементов излучают взаимно ортогональные кодированные сигналы в широком секторе (соответствующем диаграмме направленности каждого элемента). В каждом из L приемных элементов принимаются все кодированные сигналы, отраженные от цели, разделяются и пропускаются через согласованные фильтры (СФ). Таким образом, на выходе приемной части решетки формируется KL сигналов. Поскольку фазовые сдвиги сигналов разных передающих элементов известны, возможна когерентная обработка при приеме. В результате реализуется обзор в широком секторе без сканирования передающих лучей и когерентная обработка при приеме с формированием M узких лучей, покрывающих весь сектор [3]. Таким образом, ДН на прием формируется при помощи обычной диаграммообразующей схемы (ДОС), путем умножения KL сигналов на выходах СФ на комплексные коэффициенты w .

Принципы построения МІМО РЛС также позволяют адаптивно изменять форму ДН на передачу. Выражение для ДН по мощности передающей антенны можно записать в векторно-матричной форме (1) [1]:

$$P(\theta) = \mathbf{a}(\theta)^{*T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta) . \quad (1)$$

где $\mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_1 \sin \theta} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}x_K \sin \theta} \end{bmatrix}^T$ – вектор, определяющий направление излучения

передающей антенны; $\frac{1}{T_0} \int s_m(t) \cdot s_n^*(t) dt = R_{mn} \quad m, n = \overline{1, K}$ – элемент нормированной корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ излучаемых сигналов.

Из (1) видно, что для синтеза ДН на передачу требуемой формы, при заданном расположении элементов АР (значение вектора $\mathbf{a}$), необходимо найти нормированную корреляционную матрицу излучаемых сигналов $\mathbf{R}$. Для определения матрицы $\mathbf{R}$ из (1) можно воспользоваться методом решения системы уравнений способом QR разложения [4]. После определения матрицы $\mathbf{R}$, по выражению (2) можно найти временную структуру зондирующих сигналов (ЗС):

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{Y}(t) \quad , \quad (2)$$

где $\mathbf{U}(t) = \|U_1(t) \dots U_K(t)\|^T$ – векторная функция K синтезированных взаимно-коррелированных узкополосных шумовых ЗС; $\mathbf{Y}(t) = \|Y_1(t) \dots Y_K(t)\|^T$ – векторная функция K опорных взаимно-ортогональных узкополосных шумовых сигналов; $\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2}$ – Эрмитов квадратный корень из матрицы $\mathbf{R}$.

На рисунке 1 представлена схема реализующая адаптивное управление ДН на передачу.

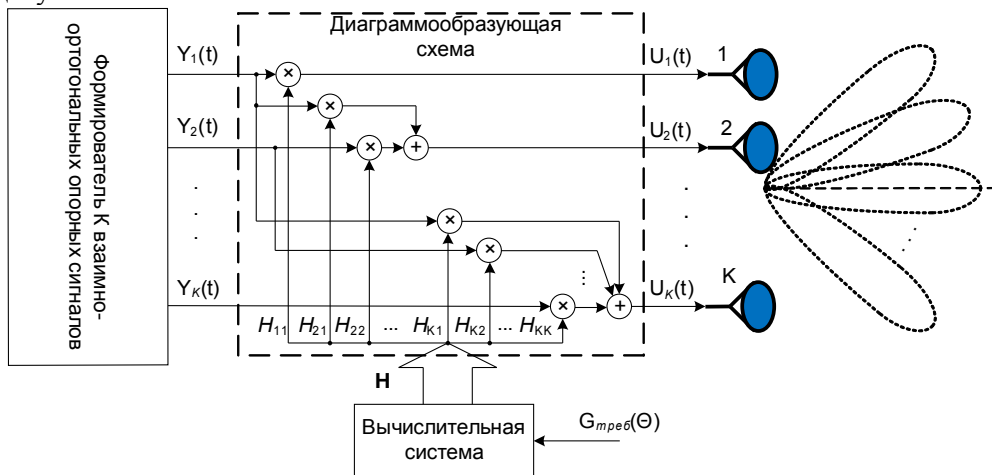


Рис. 1. Структурная схема, реализующая адаптивное управление ДН на передачу

На вход вычислительной системы (ВС) поступает форма требуемой ДН ($G_{треб}(\theta)$). ВС решает систему (1) и находит Эрмитов квадратный корень матрицы $\mathbf{R}$. Диаграммообразующая схема (ДОС) реализует операцию (2).

На рисунке 2 представлен результат расчета ДН на передачу при условиях: число передаточных элементов $K=L=10$, длина волны $\lambda=3$ см, расстояние между элементами $d=0.5\lambda$, число формируемых лучей $M=3$, направление максимумов $0^\circ, 20^\circ, 40^\circ$.

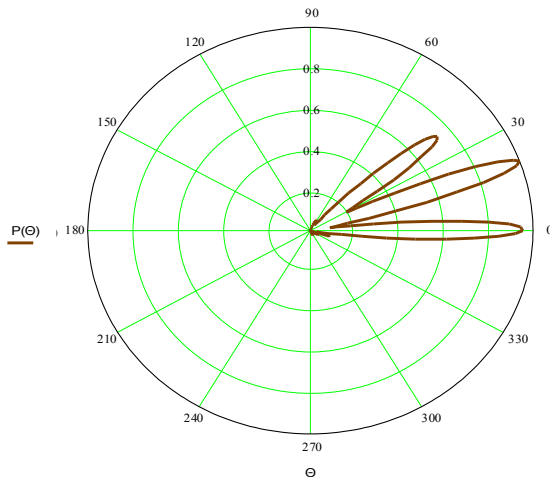


Рис. 2. Результат моделирования ДН на передачу

Скомбинировав принципы управления ДН на передачу и на прием можно, например, осуществлять одновременный обзор по углу места и последовательный по азимуту. На рисунке 3 представлена схема реализующая адаптивное управление ДН на передачу и прием.

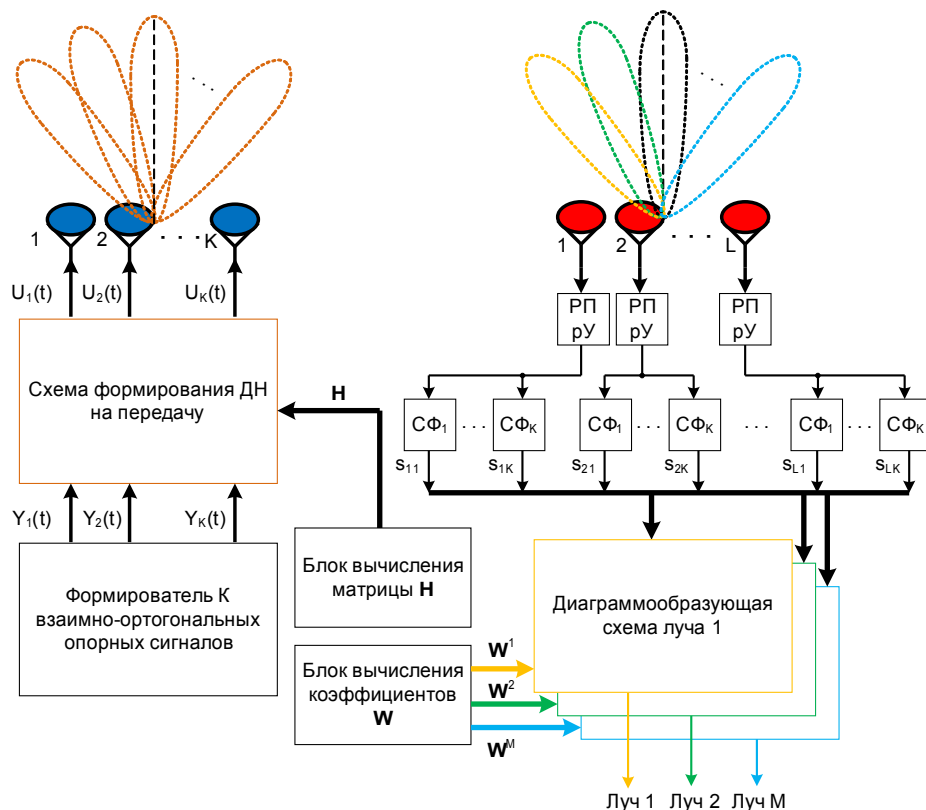


Рис. 3. Структурная схема, реализующая адаптивное управление ДН на передачу и прием

На рисунке 4а представлено сечение зоны обзора в угломестной плоскости, а на рисунке 4б представлен результат расчета приемопередающей ДН, обеспечивающей одновременный обзор в этом сечении. Условия расчета: число приемопередающих элементов $K=L=10$, длина волны $\lambda=3$ см, расстояние между элементами $d=0.5\lambda$, число формируемых лучей $M=5$, направление максимумов $2^\circ, 15^\circ, 28^\circ, 45^\circ, 60^\circ$, $\varepsilon_{\max} = 60^\circ$, $\varepsilon_{\min} = 2^\circ$, $H_{\max} = 30$ км, $D_{\max} = 120$ км.

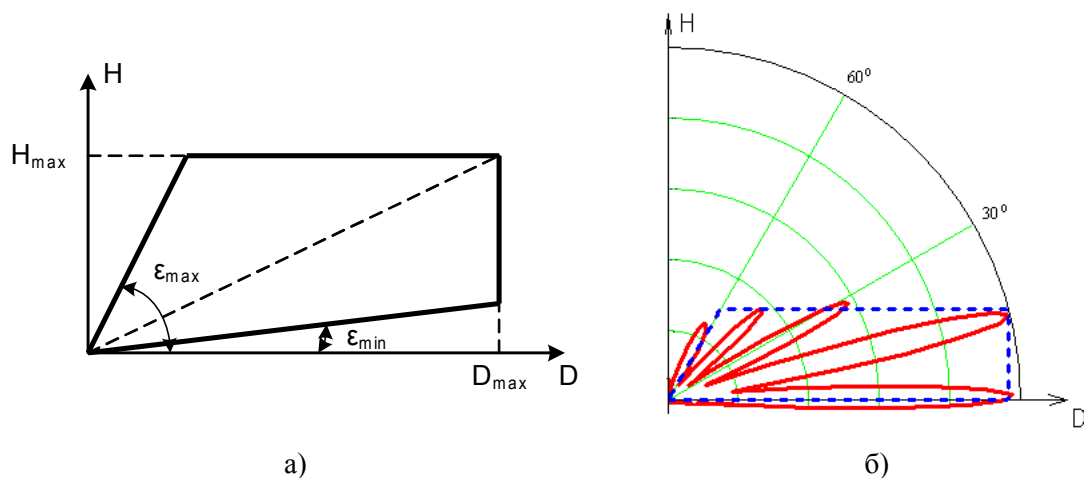


Рис. 4. а) сечение зоны обнаружения в угломестной плоскости;
б) результат расчета приемопередающей ДНА

Таким образом, по анализу принятых сигналов можно адаптивно изменять форму ДН на передачу – путем управления корреляцией ЗС, и на прием – путем домножения сигналов на выходах СФ на комплексные коэффициенты.

Заключение и выводы. Важными преимуществами ММО РЛС является то, что можно адаптивно оптимизировать форму диаграммы направленности (ДН) на передачу по результатам анализа принятых сигналов, а также можно реализовать обзор в широком секторе без сканирования передающих лучей и когерентно обрабатывать при приеме с формированием узких лучей, покрывающих весь сектор. Также можно комбинировать управление диаграммой направленности на передачу и прием.

Литература.

1. *Черняк В.С.* О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС. М: Прикладная радиоэлектроника, 2009, №4.
2. *Jiane Li, Petre Stoica* MIMO radar signal processing. New Jersey: A J. Wiley & sons inc., 2009.
3. *Hai Deng, Braham Himed.* A Virtual Antenna Beamforming (VAB) Approach for Radar Systems by Using Orthogonal Coding Waveforms.// IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 57, no.2, february 2009.
4. *Горшков С.А., Орзул П.И.* Синтез временной структуры системы шумовых сигналов ММО РЛС по заданной характеристике направленности АФАР на передачу. Мн: «Доклады БГУИР», 2011, №5(59).

МОДЕЛЬ АРПССЭ, МЕТОД «ГУСЕНИЦА»-SSA – АРПССЭ И ДМП ДЛЯ ЦИФРОВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Щелкалин В.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. прикладной математики, тел. (057) 702-13-35,

E-mail: vitalii.shchelkalin@gmail.com

In presented work the further development of technique for models constructing, technique of Box–Jenkins, and improvement of themselves autoregression – integrated moving average models (ARIMA), designed about forty years ago and remaining in present time as one of the most efficient models for modeling, exceeding their own rivals on whole row of criterions such as: economy on parameters quantity, labour content of models building algorithm and resource–density of their realization, on formalization and automation is produced. An economic-al algorithm of digital modeling of a wide class of radiosignal causal processes is presented. A novel models founded on joint use of the Box-Jenkins method (ARIMA models) and "Caterpillar"-SSA method is developed.

Введение. Развитие теории цифрового моделирования и моделирования вообще определяется степенью математического описания процессов и явлений, имеющих место в различных отраслях науки и техники. В работе предложены автором математические модели и методы для цифрового моделирования радиосигналов, имеющие различный уровень сложности и описания, основанные на совместном использовании идей метода «Гусеница»-SSA и метода Бокса-Дженкина.

Радиотехнические процессы обладают рядом специфических свойств, главными из которых являются их разнообразная статистическая природа и высокая скорость протекания. Достоверному цифровому моделированию радиосигналов препятствуют: случайные искажения радиосигнала при распространении через турбулентную среду, неизбежное наличие разнообразных внешних и внутренних помех, в связи с чем происходит случайная модуляция радиосигналов по амплитуде, частоте и фазе. Поэтому возникает необходимость при разработке цифровых моделей уделять значительное внимание нахождению алгоритмов для формирования на ЭВМ широкого класса случайных процессов, составляющих основу математических моделей радиосигналов, радиопомех и различных флуктуаций в радиотехнике.

В настоящее время к недостаткам цифрового моделирования следует отнести сравнительно невысокое быстродействие и малый уровень формализации и автоматизируемости. В связи с этим основным направлением при разработке методов цифрового моделирования радиосистем является нахождение цифровых моделей наиболее удобных для реализации на ЭВМ и наиболее эффективных с точки зрения выбранного критерия, в качестве которого обычно используется критерий минимума вычислительных затрат при заданной точности моделирования.

Предлагаемые математические модели и методы

Метод «Гусеница»-SSA – АРПССЭ. Суть концепции стандартизованного представления радиосигналов состоит в декомпозиции процесса на базовую $u_{k\Delta t}^S$ и остаточную $u_{k\Delta t}^R$ составляющие, которая имеет аддитивный характер $u_{k\Delta t} = u_{k\Delta t}^S + u_{k\Delta t}^R$. В предлагаемом вероятностно-детерминированном описании радиосигналов базовая составляющая представляется выражением метода «Гусеница»-SSA, а вероятностная моделью АРПССЭ

Предлагаемое для моделирования радиосигналов выражение метода «Гусеница»-SSA – АРПССЭ имеет следующий вид [1, 2]:

$$\hat{u}_{k\Delta t} = \hat{u}_{k\Delta t}^{SSA} + \sum_{i=1}^N \frac{b_{n_i}^i(q)}{a_{n_i}^i(q)} \cdot x_{k\Delta t - m_i\Delta t}^i + \frac{c_{n_c}^{\Pi}(q)}{d_{n_d}^{\Pi}(q)} \cdot e_{k\Delta t}, \quad (1)$$

в которой $u_{k\Delta t}^R = \sum_{i=1}^N \frac{b_{n_{bi}}^i(q)}{a_{n_{ai}}^i(q)} \cdot x_{k\Delta t - m_i\Delta t}^i + \frac{c_{n_c}^\Pi(q)}{d_{n_d}^\nabla(q)} \cdot e_{k\Delta t}$ – АРПССЭ модель остаточной состав-

ляющей, где q – оператор сдвига по времени на одну единицу назад, такой что $q^i x_{k\Delta t} = x_{k\Delta t - i\Delta t}$, N – количество экзогенных переменных; $m_i\Delta t$ – задержка i -го экзогенного временного ряда $x_{k\Delta t}^i$ по времени относительно моделируемого временного ряда $u_{k\Delta t}$; $a_{n_{ai}}^i(q)$, $b_{n_{bi}}^i(q)$ – полиномы от q степеней n_{ai}^i и n_{bi}^i соответственно;

$c_{n_c}^\Pi(q) = c_{n_c}^1(q^{s_1}) \cdot c_{n_c}^2(q^{s_2}) \times \dots \times c_{n_c}^{n_s}(q^{s_{n_s}}) = \prod_{i=1}^{n_s} c_{n_c}^i(q^{s_i})$ – полином q^{s_i} степени n_c^i , определяющий составляющую скользящего среднего периодической компоненты с периодом s_i ,

$$n_c^\Sigma = \sum_{i=1}^{n_s} n_c^i \cdot s_i; \quad d_{n_d}^\nabla(q) = d_{n_d}^\Pi(q) \nabla_{s_1}^{D_1} \nabla_{s_2}^{D_2} \dots \nabla_{s_{n_s}}^{D_{n_s}} d_{n_d}^1(q^{s_1}) \cdot d_{n_d}^2(q^{s_2}) \dots \times \\ \times d_{n_d}^{n_s}(q^{s_{n_s}}) \nabla_{s_1}^{D_1} \nabla_{s_2}^{D_2} \dots \nabla_{s_{n_s}}^{D_{n_s}} = \prod_{i=1}^{n_s} d_{n_d}^i(q^{s_i}) \nabla_{s_1}^{D_1} \nabla_{s_2}^{D_2} \dots \nabla_{s_{n_s}}^{D_{n_s}}, \quad n_d^\nabla = n_d^\Sigma + \sum_{i=1}^n D_i \cdot s_i,$$

$d_{n_d}^\Pi(q) = d_{n_d}^1(q^{s_1}) \cdot d_{n_d}^2(q^{s_2}) \times \dots \times d_{n_d}^{n_s}(q^{s_{n_s}}) = \prod_{i=1}^{n_s} d_{n_d}^i(q^{s_i})$ – полином от q^{s_i} степени n_d^i , определяющий составляющую авторегрессии сезонной компоненты с периодом s_i ,

$$n_d^\Sigma = \sum_{i=1}^{n_s} n_d^i \cdot s_i; \quad e_{k\Delta t} - \text{остаточные ошибки модели}; \quad D_i - \text{порядок взятия разности } s_i; \quad \nabla_{s_i} \text{ и}$$

q^{s_i} – упрощающие операторы такие, что $\nabla_{s_i} u_{k\Delta t} = (1 - q^{s_i}) \cdot u_{k\Delta t} = u_{k\Delta t} - u_{k\Delta t - s_i\Delta t}$.

В отличие от модели АРПССЭ такая вероятностно-детерминированная модель «Гусеница»-SSA – АРПССЭ использует модель АРПССЭ только для моделирования и прогнозирования остаточной составляющей $u_{k\Delta t}^R$, в то время как ранее моделью АРПССЭ моделировался весь случайный процесс. Однако радиосигналы, являются неоднородными, нестационарными случайными процессами с полигармоническими, полиномиальными и стохастическими трендами, модулированными по амплитуде и частоте, имеющими сложную корреляционную структуру. Поэтому для адекватного описания таких процессов моделями АРПССЭ временные ряды приводятся к стационарному виду путём взятия первых разностей, максимум вторых. Поэтому метод сезонной АРПССЭ удовлетворительно моделирует и прогнозирует временные ряды только относительно простой структуры, а при взятии разностей более высокого порядка терялась устойчивость модели. Таким образом, использование выражения (1) для моделирования радиосигналов повышает устойчивость модели и её точность и позволяет моделировать сигналы, модулированные по амплитуде и частоте.

Модель авторегрессии – спектрально проинтегрированного скользящего среднего с экзогенными переменными (АРПССЭ). Однако для получения из выражения (1) модели, метод “Гусеница”-SSA в дальнейшем было предложено использовать лишь для предварительной структурной идентификации и грубой параметрической идентификации так называемого интегрирующего полинома от оператора задержки предлагаемой модели или для коинтегрирования в случае моделирования с экзогенными переменными, а также для грубой структурной и параметрической идентификации полинома от оператора задержки, наличие которого отличает более общую полиномиальную модель от модели Бокса-Дженкинса, структура и коэффициенты которого сначала равны коэффициентам рекуррентной модели прогнозирования метода “Гусеница”-SSA [1, 2]:

$$\begin{aligned}
w_{k\Delta t}^u &= \frac{b_{n_b^u}^u(q)}{a_{n_a^u}^u(q)} \cdot u_{(k-1)\Delta t} + \sum_{i=1}^N \frac{b_{n_b^u}^{u^i}(q)}{a_{n_a^u}^{u^i}(q)} \cdot x_{k\Delta t - m_i\Delta t}^i + \frac{c_{n_c^u}^{u^\Pi}(q)}{d_{n_d^u}^{u^\Pi}(q)} \cdot e_{k\Delta t}^u; \\
u_{k\Delta t} &= f^P(q) \cdot w_{k\Delta t}^u + \sum_{i=1}^N \frac{b_{n_b^i}^i(q)}{a_{n_a^i}^i(q)} \cdot x_{k\Delta t - m_i\Delta t}^i + \frac{c_{n_c^\Pi}^\Pi(q)}{d_{n_d^\Pi}^\Pi(q)} \cdot e_{k\Delta t}^u; \\
f^{x^j}(q) \cdot \omega(q) \cdot x_{k\Delta t}^j &= \frac{c_{n_c^j}^{x^j\text{II}}(q)}{d_{n_d^j}^{x^j\text{II}}(q)} \cdot e_{k\Delta t}^{x^j}, j = \overline{1, N},
\end{aligned} \tag{2}$$

где $w_{k\Delta t}^u$ – аппроксимация временным рядом $u_{k\Delta t}$ и экзогенными временными рядами $x_{k\Delta t}^j$, $j = \overline{1, N}$ временного ряда $w_{k\Delta t}^u$ при помощи модели сезонной АРПССЭ (АРССЭ, АРПЭ или АРЭ), изначально полученного методом “Гусеница”-SSA, а впоследствии подстраиваемого оптимизационным методом при конкурентном обучении модели; $\omega(q)$ – интегрирующий полином, в общем случае рациональной структуры, переводящий временной ряд $x_{k\Delta t}^j$ во временной ряд $w_{k\Delta t}^j$ – аппроксимация временного ряда $w_{k\Delta t}^{j, N+1}$ моделью АРПСС; начальные грубые значения коэффициентов полиномов $f^P(q)$, $f^{x^i}(q)$ и их количество берутся равными коэффициентам f_j^P и $f_j^{x^i}$, $j = \overline{1, N}$ моделей рекуррентного

SSA-прогнозирования $u_{k\Delta t}^{SSA}(i) = \sum_{j=1}^{L^u-1} f_j^u \cdot w_{(t+i-j)\Delta t}^{u, N+1}$ и $x_{k\Delta t}^{l, SSA}(i) = \sum_{j=1}^{L^l-1} f_j^{x^l} \cdot w_{(t+i-j)\Delta t}^{x^l, N+1}$ соответ-

ственно; L^u и L^{x^i} , $i = \overline{1, N}$ – соответствующие длины окон; а затем итерационно подстраивать вместе с остальными коэффициентами модели (2) при помощи метода Левенберга-Марквардта.

Декомпозиционный метод прогнозирования (ДМП) и декомпозиционная ИНС. Возвращаясь к модели (2) предложено в выражениях (2) идентифицировать и строить АРПССЭ (АРССЭ, АРПЭ или АРЭ) модели не ряда $w_{k\Delta t}^u$ и соответственно рядов $w_{k\Delta t}^{x^i}$, $i = \overline{1, N}$, полученных на четвёртом этапе диагонального усреднения метода «Гусеница»-SSA матриц Z^i , $i = \overline{1, N+1}$, состоящих из K столбцов от $(i-1) \cdot K$ -го до $i \cdot K - 1$ -го матрицы Z , где $Z = \tilde{Z}^1 + \dots + \tilde{Z}^j$ – сумма матриц разложения $\tilde{Z}^i = \left(U^i \cdot (U^i)^T \cdot X_1 \quad U^i \cdot (U^i)^T \cdot X_2 \quad \dots \quad U^i \cdot (U^i)^T \cdot X_N \quad U^i \cdot (U^i)^T \cdot Y^u \right)$, отобранных стандартным анализом собственных чисел траекторной матрицы в методе “Гусеница”-SSA, а идентифицировать и строить АРПССЭ (АРССЭ, АРПЭ или АРЭ) модели или другие более подходящие математические модели каждого из временных рядов $w_{k\Delta t}^{(j)}$ диагонально-го усреднения подматриц $\tilde{Z}^{j^i}$, $i = \overline{1, L^u}$, состоящих из K столбцов от $(j-1) \cdot K$ -го до $j \cdot K - 1$ -го матрицы $\tilde{Z}^i$, $i = \overline{1, L^u}$. Таким образом, потенциально можно сформировать $L^y \times (N+1)$ временных рядов разложения (компонент) исходного моделируемого времен-

ного ряда и экзогенных временных рядов (или $L'' \times (N + 1)$ временных рядов факторных векторов, временные затраты на вычисление которых меньше), подлежащих, как было указано выше, моделированию, после отбора из этих компонент конструктивных и удаления деструктивных. Однако нет необходимости формировать все $L'' \times (N + 1)$ моделей, а формируются только значимые, т.е. моделирующие конструктивные компоненты, отобранные, например, алгоритмом быстрого ортогонального поиска. При этом столбцами рабочей матрицы алгоритма являются значения полученных методом «Гусеница»-SSA компонент разложения моделируемого и экзогенных временных рядов, исходные значения моделируемого и экзогенных временных рядов, а также их задержки вплоть до m -той (где значение m предлагается выбирать не более 3). Эта процедура необходима для формирования передаточной функции АРССЭ модели второго слоя предлагаемой модели. Построение же моделей конструктивных компонент необходимо, для дальнейшего использования их как гребёнки фильтров, широко применяемой в задачах моделирования радиосигналов [3]. Также в [3] предложена архитектура декомпозиционной ИНС.

Заключение. Таким образом, для получения адекватных математических моделей радиосигналов необходимо комбинировать модели с разными структурами. Подводя итоги описанным выше преимуществам предлагаемых математических моделей, еще раз следует отметить, что основная идея состоит в эффекте синергии, который возникает в результате комбинированного применения идей двух методов: метода «Гусеница»-SSA и метода Бокса-Дженкинса и заключается в повышении устойчивости и точности конечной модели. Преимуществом предлагаемых методик построения моделей также является их строгая формализация и, следовательно, возможность полной автоматизации всех этапов построения и использования модели.

Литература.

1. Щелкалин В.Н., Тевяшев А.Д. Методика построения комбинированных математических моделей для описания и прогнозирования широкого класса физиологических и психофизиологических процессов [Текст] : сборник трудов первой Международной научно-практической конференции “Высокие технологии, фундаментальные и прикладные исследования в физиологии и медицине”, 23 – 26 апреля 2010 г. Санкт-Петербург, Россия / под ред. А.П. Кудинова, Б.В. Крылова – СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2010. – С. 457 – 464.
2. Щелкалин В. Н., Тевяшев А. Д. Цифровое моделирование радиосигналов комбинированными нелинейными моделями, основанными на моделях метода «Гусеница»-SSA и сезонной АРССЭ [Текст] : труды 13-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2011», 30 марта – 2 апреля 2011 г. Москва – С. 165 – 168.
3. Щелкалин В. Н. От идей методов «Гусеница»-SSA и Бокса-Дженкинса до декомпозиционного метода прогнозирования и декомпозиционной ИНС // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. № 4/4 (52) – Харьков: Технологический центр, 2011. С. 59–69.

РАСПОЗНАВАНИЕ ГРУППОВОЙ ВОЗДУШНОЙ ЦЕЛИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ ПО ДАЛЬНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОМУ ПОРТРЕТУ

Филоненко В. В., Матюшенко А.Н.

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)

394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а, тел. 8-(473)-226-46-67, доб. 26-21

E-mail: fil_v@list.ru

There is offered the algorithm of group air target recognition on the basis of the radar image analysis in co-ordinates «time delay – Dopler's frequency», the results of its efficiency research are shown

Одним из основных направлений совершенствования РЛС является повышение полноты и степени достоверности информации о наблюдаемых объектах. При радиолокационном наблюдении воздушного пространства после обнаружения цели зачастую требуется принимать решение о ее численном составе. Традиционный путь решения такой задачи – уменьшение разрешаемого объема РЛС путем улучшения характеристик антенн, внедрения новых видов зондирующих сигналов, методов пространственно-временной обработки сигналов, отраженных от цели. С другой стороны, с помощью современных методов спектрально-временной обработки появляется возможность определения структуры цели, находящейся в пределах разрешаемого объема РЛС, в том числе на основе теории распознавания образов.

Цель работы – *разработка и исследование эффективности алгоритма распознавания групповой воздушной цели (ГВЦ) по ее дальностно-доплеровскому портрету.*

Исходные данные для разработки алгоритма распознавания следующие: все множество воздушных целей разбито на два класса – «цель одиночная – групповая»; признаки распознавания – распределение энергии входной выборки Y отраженного сигнала во временной и частотной области (радиолокационный портрет цели по дальности и доплеровской частоте).

Разработанный алгоритм распознавания целей по принципу «одиночная – групповая» основан на анализе отличий спектра и временной реализации сигнала, отраженного от исследуемой цели от соответствующих характеристик эталонного сигнала одиночной воздушной цели. Степень отличия двух сигналов можно оценить путем нахождения суммы квадратов разностей частотных (временных) отсчетов сигналов G , по-другому называемой квадратичной невязкой

$$G = \sum_{i=1}^N [y(i) - s(i, \lambda)]^2, \quad (1)$$

где y – принятый сигнал, s – опорный (эталонный) сигнал, i – номер отсчета в выборке, λ – вектор параметров сигнала, N – количество отсчетов. Именно вычисление квадратичной невязки между принятым сигналом и эталонным сигналом одиночной цели является основной операцией описываемого алгоритма. Найденное значение G сравнивается с заранее установленным порогом h , решающее правило выбора гипотезы H имеет вид

$$H = \begin{cases} H_0, G < h \\ H_1, G > h \end{cases}, \quad (2)$$

где H_0 – гипотеза о том, что обнаруженная цель является одиночной, H_1 – групповой.

Значения невязок G_f в частотной и G_t во временной областях вычисляются раздельно, каждая сравнивается со своим порогом. Переход в частотную область обработки отраженного сигнала производится с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое эквивалентно обработке набором фильтров, согласованных с сигналом одиночной цели. При анализе спектра предполагается, что временная задержка сигналов (дальность до всех целей, составляющих ГВЦ) одинакова. Сигнал на выходе устройства

ДПФ представляет собой набор комплексных значений спектральных отсчетов Y_i , вычисляемых по формуле [2]

$$Y_i = \frac{1}{N} \left| \sum_{j=1}^N w_j y(t_j) \exp(-2\pi f_i t_j) \right|, \quad (3)$$

где i – номер отсчета в спектральной выборке, j – номер отсчета во временной выборке, N – количество отсчетов ДПФ, w_j – коэффициенты весового окна, t и f – соответственно значения времени и частоты. Для дальнейшей обработки поступают спектральные отсчеты, в которых уровень сигнала превысил значение порога обнаружения. Идущие подряд отсчеты, превысившие порог, группируются в локальные спектральные группы (ЛСГ). Относительно каждой ЛСГ принимается решение, образована она сигналом, отраженным от одиночной цели или групповой. Первоначальный анализ производится по ширине ЛСГ: если она больше критического уровня, то принимается решение о наличии ГВЦ. Если ЛСГ недостаточно широкая, то производится определение меры ее несхожести с эталонным спектром сигнала одиночной цели путем вычисления квадратичной невязки по частоте G_f . В связи с тем, что значение амплитуды U_m и точное положение принятого сигнала на оси частот f_m неизвестны, необходимо минимизировать значение невязки по этим параметрам. Итоговое выражение для вычисления квадратичной невязки по частоте имеет вид

$$G_f = \min_{U^*, f^*} \sum_{i=0}^{L-1} [Y_i - U^* S(f_i - f^*)]^2, \quad (4)$$

где U^* , f^* – параметры, по которым ищется минимум, L – количество точек, по которым ищется минимум, $S(f)$ – спектральный шаблон, представляющий собой эталонный спектр сигнала, отраженного от одиночной цели с учетом весовой обработки.

Минимизация (4) по частоте выполняется путем последовательных сдвигов шаблона с небольшим шагом и вычисления невязки в каждом из L положений. Минимизация по амплитуде на заданной частоте производится аналитически путем решения уравнения

$$\frac{dG_f(U^*, f^*)}{dU^*} = 0. \quad (5)$$

Для каждой временной выборки принятого сигнала формируется минимальное значение квадратичной невязки, по которому требуется принять решение о наличии одной или нескольких целей в разрешаемом объеме РЛС. Для этого в соответствии с (2) необходимо установить порог h . При отсутствии априорной информации и коэффициентов стоимости ущерба от ошибочных решений оптимальным во многих отношениях критерием выбора порога является критерий Неймана-Пирсона [3]. В соответствии с ним порог принятия решения определяется из выбранной заранее вероятности ошибки первого рода α . Применительно к системе распознавания ГВЦ это вероятность принятия решения, что исследуемая ЛСГ является отражением от ГВЦ, при условии, что на самом деле цель одиночная. Для определения пороговых значений при различных α были выполнены множественные испытания по вычислению квадратичных невязок между входной смесью сигнала одиночной цели с шумом и эталонным сигналом одиночной цели при различных значениях отношения «сигнал-шум» q . Полученные результаты для каждого значения q сведены в числовые ряды. Границы 90%, 95% и 99% доверительных интервалов и являются пороговыми значениями алгоритма распознавания для $\alpha = 0.1, 0.05$ и 0.01 .

Исследование эффективности алгоритма распознавания ГВЦ по доплеровскому портрету проводилось путем моделирования на его входе смеси сигнала ГВЦ с белым гауссовским шумом (БГШ). В качестве сигнала ГВЦ задавалась сумма сигналов от двух целей с одинаковыми временными задержками и разницей доплеровского сдвига частоты Δf – от 0.15 до 1.5 Δf_{DF} , где Δf_{DF} – ширина полосы пропускания цифровых доплеровских фильтров. Для весовой обработки использовалось окно Хемминга. В результате

математического моделирования определены характеристики распознавания, представленные на рис. 1 и 2. Исследуемый параметр P_{22} – вероятность правильного распознавания, то есть определения наличия ГВЦ при реальных 2-х целях.

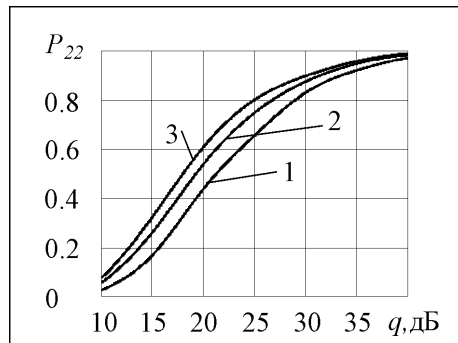


Рис. 1

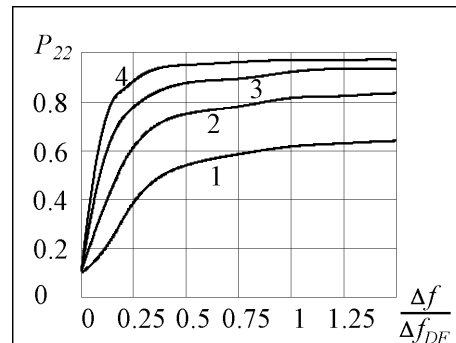


Рис. 2

На рис. 1 показаны зависимости вероятности правильного распознавания от отношения «сигнал-шум» для вероятностей ошибки первого рода 0.01, 0.05 и 0.1 (соответственно кривые 1, 2, 3) при относительной расстройке доплеровского сдвига частоты двух целей 0.5. На рис. 2 кривые 1, 2, 3, 4 показывают зависимости вероятности правильного распознавания от относительной расстройки частоты при $q = 20$ дБ, $q = 25$ дБ, $q = 30$ дБ, и $q = 35$ дБ. Из графиков видно, что ГВЦ из двух целей может быть распознана с вероятностью 0.6 и более при расстройке 0.5 и отношении «сигнал-шум» от 22 дБ. При повышении q до 30 – 35 дБ ГВЦ распознается при расстройках от 0.15 ширины полосы пропускания доплеровских фильтров, что является недостижимым с точки зрения разрешения целей.

Для определения наличия ГВЦ при отсутствии значимых различий доплеровских частот целей в плотной группе распознавание необходимо производить одновременно и во временной области (по дальностному портрету). Выполняемые при этом процедуры аналогичны процедурам, выполняемым в частотной области. Группы временных отсчетов, по ширине соответствующие одиночной цели, сравниваются с эталонным распределением энергии сигнала одиночной цели во временной области. Временной шаблон эталонного импульсного сигнала одиночной цели во временной области соответствует его функции неопределенности и определяется формулой [3]

$$S(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}, & |\tau| < \tau_u \\ 0, & |\tau| > \tau_u \end{cases}, \quad (6)$$

где τ_u – длительность зондирующих импульсов РЛС.

Для исследования эффективности алгоритма во временной области на его вход подавалась смесь БГШ и суммы сигналов двух целей с одинаковыми доплеровскими сдвигами частоты и разницей во времени прихода, измеряемой в частях от длительности временных стробов, равных длительности зондирующих импульсов. Зависимости вероятности правильного распознавания во временной области от отношения «сигнал-шум» и расстройки сигналов по времени прихода представлены на рис. 3 и 4. Из рисунков видно, что характеристики распознавания во временной области несколько хуже, чем в частотной, показанных на рис. 1 и 2. Так, кривые 1, 2, 3 на рис. 4, соответствующие значениям ошибки первого рода 0.01, 0.05 и 0.1, построены для относительной расстройки 0.75. Кривые 1, 2, 3, 4 на рис. 5 построены для различных отношений «сигнал-шум» – 20, 25, 30 и 35 дБ. Значение относительной расстройки, при которой ГВЦ распознается по дальностному портрету с вероятностью 0.6 и более находится в диапазоне от 0.35 для сильного сигнала до 0.75 для «среднего» отношения «сигнал-шум» 20 дБ.

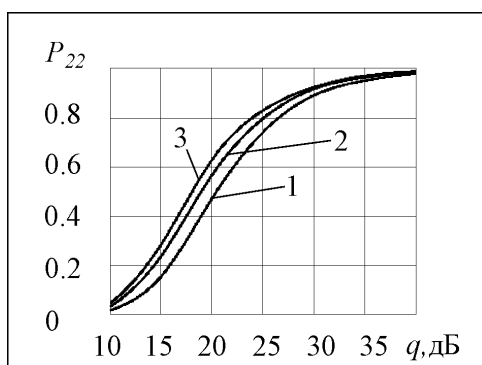


Рис. 3

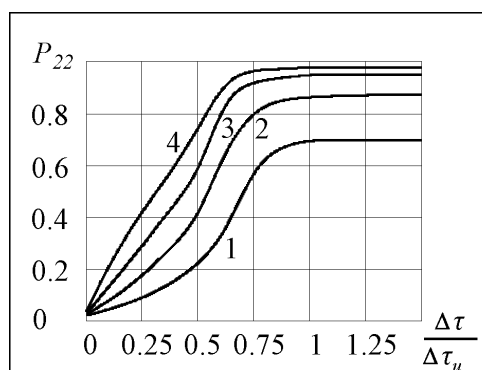


Рис. 4

Дополнительно выполнено моделирование ситуации радиолокационного наблюдения ГВЦ из 4-х объектов. Все объекты находятся в элементе разрешения РЛС, относительные расстройки сигналов по времени и частоте – не более 0.5. Определение наличия ГВЦ с вероятностью 0.6 произведено при отношении «сигнал-шум» 17 дБ, а при 25 дБ вероятность правильного распознавания ГВЦ превышает 0.9.

При внедрении описанного алгоритма возникает проблема выбора оптимального времени когерентного накопления сигнала. Его увеличение необходимо, но может привести к недопустимому увеличению периода обзора. С другой стороны, ограничение на увеличение времени накопления накладывают особенности радиолокационного наблюдения высокоманевренных целей. Влияние ускорения цели на работу алгоритма распознавания ГВЦ и определение оптимального времени накопления предполагается исследовать в дальнейшем. Наилучшим конструктивным решением может стать применение фазированной антенной решетки, предоставляющей возможность внедрения адаптивных алгоритмов обзора пространства. При внедрении алгоритма в РЛС с механическим сканированием луча он может функционировать одновременно с доплеровским обострением луча, а в авиационные бортовые РЛС – с алгоритмами траекторного управления наблюдениями.

Таким образом, представленные показатели эффективности алгоритма распознавания ГВЦ по ее дальностно-доплеровскому портрету свидетельствуют о том, что внедрение его в РЛС обзора воздушного пространства повысит степень полноты информации о воздушных целях. Для адаптации алгоритма к наблюдению высокоманевренных целей необходимо минимизировать влияние ускорения целей на характеристики распознавания.

Литература.

1. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
2. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для ВУЗов. – М.: Высшая школа, 2003. – 462 с.
4. Ч. Кук, М. Бернфельд. Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. – М.: Советское радио, 1971. – 568 с.

О ПРОТИВОРЕЧИИ ДАННЫХ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИМ МОДЕЛЯМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОРОД ГРУНТА

Сугак В.Г., Букин А.В., Бондаренко И. С., Сугак А.В.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина, тел. (057) 720-33-33,

E-mail: sugak@ire.kharkov.ua, факс (057) 315-21-05

Results of comparison of theoretical models of electrical properties of soils with data to be obtained directly from subsurface radar sounding are considered in the paper. It is shown that the frequency dispersive of attenuation factor is less and frequency dispersive of radio wave propagation velocity is more that it is being described in famous theoretical models. A possible physical mechanism of these phenomena is proposed to be concerned with influence of surrounding soil pressure on soil particles and soil pores.

Одной из проблем в подповерхностном радиолокационном зондировании является учет частотных зависимостей погонного затухания и особенно фазовой скорости распространения радиоволн (частотной дисперсии) в грунте. В практике для исследования влияния этих явлений используется компьютерное моделирование, в котором основной частью являются модели зависимостей электрических характеристик различных типов грунтов от таких характеристик как объемная влажность, соленость, текстура, литологический состав грунта и пр. Особенно важно иметь адекватную реальным грунтам модель при разработке методов и алгоритмов восстановления физических свойств пород грунта по результатам подповерхностного зондирования. В литературе описано множество моделей электрических характеристик пород грунта для разных частотных диапазонов.

Однако в мировой литературе практически отсутствует сравнение теоретических моделей с результатами, получаемыми непосредственно из данных радиолокационного подповерхностного зондирования. Большинство экспериментальных данных получены путем измерения диэлектрических характеристик образцов грунта в лабораторных условиях после их извлечения из среды без учета влияния давления окружающего грунта на частицы и поровое пространство измеряемого образца.

В настоящей работе исследуются вопросы, связанные с адекватностью описания частотных зависимостей электрических характеристик реальных грунтов, получаемых из наиболее распространенных моделей, путем их сопоставления с результатами практического зондирования с использованием экспериментальных моделей георадаров, в которых используется зондирующий сигнал со ступенчатым изменением его несущей частоты в заданном диапазоне.

2. Существующие модели электрических характеристик грунта. В модели, по которой производились расчеты в данной работе, грунт в диапазоне частот от нескольких десятков до нескольких сотен МГц согласно [1] рассматривается с точки зрения его диэлектрических характеристик как статистическая смесь твердых частиц, воздуха, пленочной влаги и порового электролита. Для выражения эффективной комплексной диэлектрической проницаемости этой смеси через проницаемости и объемные концентрации компонент P_i , где P_i - отношение объема компоненты к полному объему образца, использовалась формула Беренцвейга (1):

$$\varepsilon = \bar{\varepsilon} + \frac{\sum_{i=0}^k P_i \frac{\varepsilon_i - \bar{\varepsilon}}{\varepsilon_i + 2\bar{\varepsilon}}}{\sum_{i=0}^k P_i \frac{1}{\varepsilon_i + 2\bar{\varepsilon}}} \quad (1),$$

где $\bar{\varepsilon} = \sum_{i=0}^k P_i \varepsilon_i$ - оценка комплексной диэлектрической проницаемости смеси, k - количество фаз в смеси ($k = 2$ для трехфазной смеси), n - пористость грунта, $p_0 = n - p_1 -$

объемное содержание воздуха, p_i – объемное содержание i -ой фазы, ε_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость воздуха, ε_i – комплексная диэлектрическая проницаемость i -ой фазы.

Для расчета ионной проводимости использовалась модель, описанная в [2], в которой грунт рассматривается как смесь песка, глины, ила, воды с растворенной солью и воздуха, а водная фракция представляется в виде двух слоев. Первый слой Штерна располагается в непосредственной близости от частицы грунта, ионы воды в котором находятся в связанном состоянии с ионами частицы грунта. Во втором слое Гуи вода находится в слабой связи с молекулами частицы грунта. Когда вода попадает в систему адсорбированные катионы частично диффундируют в раствор в непосредственной близости от поверхности частиц. Результирующее распределение зарядов определяется уравнениями Пуассона-Больцмана. Зависимость распределения ионов от расстояния определяется поверхностной плотностью зарядов, типом адсорбированных катионов, соленостью основного объема раствора, температурой и пр.

Поверхностная плотность зарядов определяется величиной емкости катионного обмена (ЕКО), под которой понимают общее количество катионов одного рода, удерживаемых почвой в обменном состоянии при стандартных условиях и способных к обмену на катионы взаимодействующего с почвой раствором.

Макроскопические диэлектрические свойства системы, описывающей грунт, определяются простой смесью 4-х компонент: сухих частиц грунта, слабо связанной воды в слое Гуи, сильно связанной воды в слое Штерна и воздуха.

3. Сравнение данных, получаемых непосредственно по результатам георадарного зондирования, с данными существующих моделей. Было выполнено большое количество измерений с применением разработанных экспериментальных моделей георадаров, в диапазонах 90-300 МГц и 500-900 МГц.

Рассмотрим данные, касающиеся затухания радиоволн при их распространении в реальных грунтах. На рис. 1 приведены типичные спектры сигналов с выхода фазового детектора георадара, которые характеризуют распределение отражений зондирующего сигнала от неоднородностей подповерхностной структуры грунта типа суглинков по глубине. По оси абсцисс отложена глубина, а по оси ординат – относительная амплитуда в логарифмическом масштабе. Для сравнения, на этом же рисунке приведены полученные расчетным путем две пунктирные прямые, ограничивающие область изменений затуха-

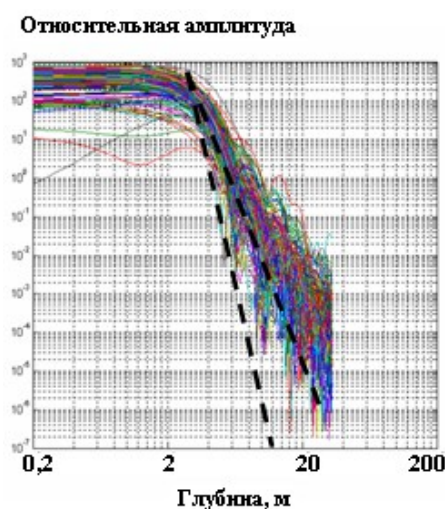


Рис. 1. Спектры сигналов на выходе фазового детектора приемника георадара

ния, характерных для практически всех типов суглинка. Видно, что экспериментальные данные лежат выше теоретических кривых.

Более противоречащим теории фактом является существенно меньшая частотная зависимость погонного затухания в грунте от частоты в экспериментах по сравнению с данными, предсказываемыми теорией.

Для проверки этого предположения рассмотрим сигнал с выхода фазового детектора приемника георадара, соответствующий отражению от границы слоев суглинка и слоев супеси (рис. 2). На рисунке временной интервал по оси абсцисс соответствует диапазону изменения частоты зондирующего сигнала. Видно, что изменение амплитуды сигнала в диапазоне сканирования его несущей частоты составляет около 20 дБ. На рис. 3 представлен рассчитанный сигнал на выходе фазового детектора приемника георадара, соответствующий отражению от точечного объекта на глубине 6 м при том же диапазоне частот сканирования зондирующего сигнала.

Видно, что экспериментальные данные лежат выше теоретических кривых.

Параметры грунта выбраны так, чтобы соответствовать эксперименту. Видно, что затухание амплитуды сигнала в процессе изменения несущей частоты составляет около 40дБ, что на 20 дБ больше, чем в экспериментах.

Следующим, существенно противоречащим теории фактом, является частотная дисперсия фазовой скорости распространения радиоволн.

Методика оценки этой дисперсии состояла в том, чтобы измерить глубину залегания какого-либо объекта по результатам зондирования в двух частях спектра зондирующего сигнала - в низкочастотной и высокочастотной. Смещение объекта по глубине в этом случае будет прямо связана со степенью частотной дисперсии фазовой скорости распространения радиоволн. Детально этот вопрос рассмотрен в работе [3]. Затем, используя модель электрических характеристик грунта, можно теоретически рассчитать при тех же параметрах зондирующего сигнала (ширины спектра) и типа грунта насколько будет смещаться отклик зондирующего сигнала при отражении от точечного объекта, располагаемого на той же глубине, что и в эксперименте.

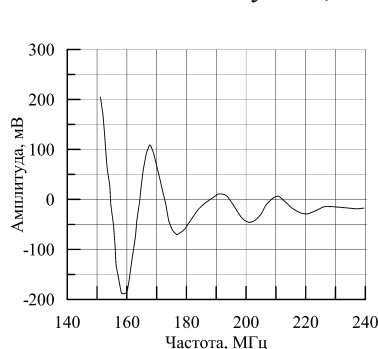


Рис. 2. Отфильтрованный сигнал, соответствующий отражению от границы, отделяющей слой суглинка и слой песка

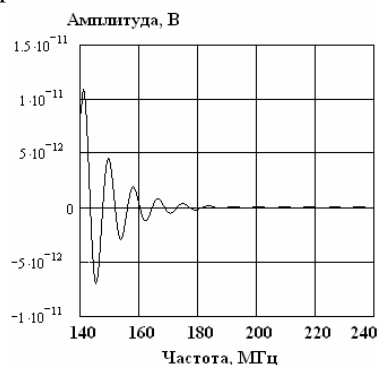


Рис. 3. Рассчитанный сигнал на выходе фазового детектора приемника георадара

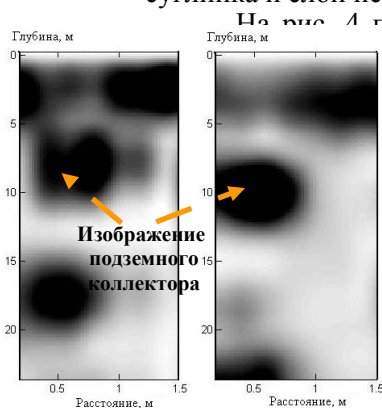


Рис. 4. Изображения объектов в низкочастотной (левый) и высокочастотной (правый) частях спектра

Анализ результатов моделирования показал, что смещение объекта по глубине за счет частотной дисперсии фазовой скорости распространения радиоволн в грунте не превышает в данном случае 0,5-1м.

Таким образом, мы получили результаты, свидетельствующие о том, что затухание радиоволн в грунте несколько меньше величин, предсказываемых существующими моделями электрических характеристик типовых грунтов. Также существенно меньше наблюдается частотная зависимость погонного затухания в грунте, в то время как частотная дисперсия диэлектрической проницаемости – существенно больше.

Для того, чтобы скорректировать модель мы умножили получаемую в результате расчета функцию зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости грунта от частоты на множители $K(\omega) = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^{\deg r1}$, $K(\omega) = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^{\deg r2}$ соответствен-

но, где ω_0 - начальная частота зондирующего сигнала, $\deg r1$ и $\deg r2$ - показатели степени, величины которых варьируется в пределах 0,7-0,9 и 0,5-0,6 соответственно. При этом значения удельной проводимости уменьшались в 1,5 - 2 раза. В итоге можно было получить для заданного типа грунта расчетные результаты по общему затуханию, частотной зависимости погонного затухания и частотной дисперсии диэлектрической проницаемости, которые становились похожими на данные, получаемые при экспериментальном зондировании в реальных средах.

В данном случае применительно к удельной проводимости лучше работает модель [2], в которой последняя определяется двойным ионным слоем Штерна – Гуи и не зависит от частоты.

4. Некоторые соображения о возможных механизмах формирования диэлектрических свойств пород грунта. Таким образом, коррекция модели должна проводиться с учетом, того, что повышенное на больших глубинах давление на частицы грунта и на поровое пространство может деформировать слой Гуи слабо связанной воды и влиять на концентрацию свободной воды в этом пространстве.

Кроме этого, на диэлектрические свойства пород грунта существенно влияет геометрия и текстура частиц грунта. В гетерогенной среде, какой является грунт, его частицы имеют сложную форму – от простых частиц разного размера до небольших включений, которые имеют волокнистую структуру. При этом диэлектрические свойства композитных материалов зависят от того, как электромагнитное поле ориентировано относительно квазислоистой микроструктуры грунта [4]. Если поле ориентировано вдоль этой микроструктуры, то результирующая диэлектрическая проницаемость будет определяться выражением $\varepsilon_r = \sum_i \varepsilon_i \vartheta_i$, где ϑ_i - объемная концентрация i -ой фракции. Если поле

ориентировано перпендикулярно слоям этой микроструктуры, то $\varepsilon_r = 1 / \sum_i \frac{\vartheta_i}{\varepsilon_i}$. Таким об-

разом, комбинация этих формул применительно к определенной микроструктуре грунта может определить по-разному частотную зависимость результирующей диэлектрической проницаемости.

Литература.

1. Лещинский Ю.И., Ульянычев Н.В. Расчет электрических параметров песчано-глинистых грунтов на метровых-сантиметровых волнах// Изв. Вузов. Радиофизика. -1986. - 23, №5. - С. 529-532.
2. M.T. Hallikainen, Ulaby F.T., Dobson M.C., El-Rayes M. A., Wu L. Microwave dielectric behavior of wet soil, Part 2: Dielectric mixing Models // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing, vol. GE-23, No 1, January 1985.
3. Сугак В.Г. Восстановление электрических характеристик грунта и глубины залегания объектов по результатам подповерхностного зондирования // Радиофизика и электроника: Сб. трудов ИРЭ НАН Украины. Харьков.- 2002.- Т. 7, №3.- С. 491 - 497.
4. Оделевский В.И. Расчет обобщенной проводимости гетерогенных систем 1. Матричные двухфазные системы с невытянутыми включениями // Журнал технической физики, том 21, вып. 6, стр. 667-677.

ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ ПЛАЗМЕННЫХ ОБРАЗОВАНИЙ С РАЗЛИЧНЫМИ РАДИАЛЬНЫМИ ЗАКОНАМИ ИЗМЕНЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ЭЛЕКТРОНОВ

Тишуков А.В., Ярыгин А.П.

Военный Авиационный Инженерный Университет (г.Воронеж)

394064, Россия Воронеж ул. Старых Большевиков 54А

каф. Радионавигации и радиолокации

тел. (4732) 26-18-88, E-mail: aboltys2006@mail.ru; факс (4732) 26-67-09, 36-64-67

In the geometric approximation was mathematical modeling to the calculation of the efficient scattering surface (ESS) axially symmetric plasma formations with different laws change of dielectric permittivity (electron concentration). It is shown that depending on the legal change of dielectric permittivity of such formations significantly changes the value of the ESS.

Интересным случаем для моделирования является аксиально-симметричные или сферические плазменные образования с различными радиальными законами изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов). Исследованию таких объектов посвящено ряд работ [1,2].

Важнейшим свойством подобных плазменных образований является рассеяние электромагнитной волны таким образом, что только малая часть энергии волны отражается обратно, а большая её часть преломляется. Вследствие чего, эффективная площадь рассеяния плазменных образования с различными радиальными законами изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов) на порядок ниже, чем у металлических тел таких же размеров.

Цель работы – математическое моделирование аксиально-симметричных сферических плазменных образований с различными радиальными законами изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов) и получение величины ЭПР таких образований.

В общем виде закон изменения диэлектрической проницаемости для сферически симметричного плазменного образования имеет вид:

$$\varepsilon = 1 - \frac{b}{r} - \frac{\alpha}{r^2} \frac{4b^2}{r^2},$$

где α и b – варьируемые параметры; ε – диэлектрическая проницаемость; r – радиус (применительно к сферической системе координат).

В зависимости от варьируемых параметров (α и b) данный обобщенный закон изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов) может иметь следующие частные случаи (во всех промоделированных выражениях произведена нормировка на параметр b):

Таблица 1. Частные случаи обобщенного закона изменения диэлектрической проницаемости, используемые при моделировании

№ п/п	Варианты законов изменения диэлектрической проницаемости	Ограничения, накладываемые на варьируемые параметры		Общий вид законов изменения диэлектрической проницаемости, использованный при моделировании
1	$\varepsilon = 1 - \frac{\alpha}{r^2} \frac{4b^2}{r^2}$	$b = 1$	$\alpha = 1$	$\varepsilon = 1 - \frac{1}{r^2}$
2	$\varepsilon = 1 - \frac{b}{r}$	$b = 1$	$\alpha = 0$	$\varepsilon = 1 - \frac{1}{r}$
3	$\varepsilon = 1 - \frac{b}{r} + \frac{\alpha}{r^2} \frac{4b^2}{r^2}$	$b = 1$	$\alpha < 0$	$\varepsilon = 1 - \frac{1}{r} + \frac{\alpha}{r^2}$
4	$\varepsilon = 1 - \frac{b}{r} - \frac{\alpha}{r^2} \frac{4b^2}{r^2}$	$b = 1$	$\alpha > 0$	$\varepsilon = 1 - \frac{1}{r} - \frac{\alpha}{r^2}$

При этом в обобщенном законе параметр b , от которого зависит размер рассматриваемого плазменного образования, принят равным 1.

Из приведенных в таблице 1 четырёх рассмотренных случаев, первый вариант диэлектрической проницаемости реализует монотонный закон, второй вариант - монотонный закон с более гладкой закономерностью распределения концентрации электронов, третий вариант, если наложить ограничения на варьируемый параметр α в пределах от -0,25 до 0, реализует немонотонный закон. В четвертом случае реализуется наложение двух монотонных законов. Если рассмотреть более детально, закон распределения в четвертом варианте состоит из двух слагаемых. На больших значениях радиуса больший вклад вносит первая составляющая, а на малых значениях радиуса больший вклад вносит вторая составляющая обобщенной формулы.

Моделирование проводилось для метода предложенного в работе [1] с использованием программы MathCad.

Изменение величины ЭПР для рассмотренных выше монотонных и немонотонных законов распределения диэлектрической проницаемости сферически симметричных плазменных образований представлена на рисунке 1.

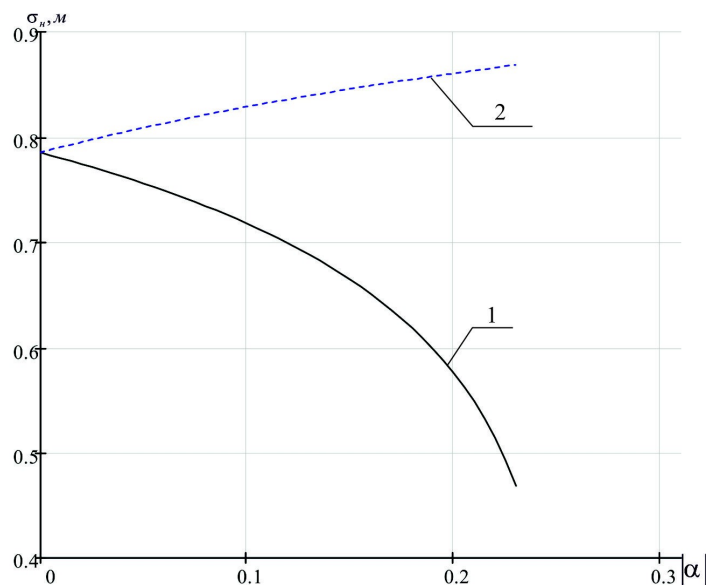


Рисунок 1. Результаты расчета величины ЭПР сферического симметричного плазменного образования: 1 – с монотонным законом изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов); 2 – с немонотонным законом изменения диэлектрической проницаемости (концентрации электронов)

Как видно из приведенного графика наименьшей величиной ЭПР обладает плазменное образование с немонотонным законом изменения диэлектрической проницаемости (при варьируемом параметре $\alpha \approx -0,23, \sigma_n = 0.469$).

Литература.

1. Ярыгин А.П. Эффективная поверхность рассеяния аксиально-симметричных неоднородных образований с немонотонным законом изменения диэлектрической проницаемости // Радиотехника и электроника. – 2002г. №11.
2. Авдеев В.Б., Лимонов Е.А., Ярыгин А.П. О возможности сведения трехмерной задачи определения эффективной поверхности рассеяния осесимметричных неоднородных образований к двумерной // Межвузовский научный сб. «Рассеяние электромагнитных волн», Таганрогский радиотехнический институт, 1983, вып.4, с.84-91.

АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ ЗАНЯТОСТИ ПУТИ И СКОРОСТИ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Г.П. Ермак, А.В. Варавин, А.С. Васильев, И.В. Попов
Институт Радиофизики и электроники НАН Украины им. А.Я. Усикова
ул. Ак. Проскуры 12, 61085, Харьков, Украина, Тел. (057) 720 3548,
E-mail: ermak@ire.kharkov.ua

Radar sensor for use in automatic shunting system which executes remote control of track occupancy on hump yards and railroad switches and cut speed control passing along re-tarder position is developed. The sensors are equipped by systems of remote control and internal parameters diagnostics transmitting the radar and service information to the control point. The sensors could be applicable for use in the data nets.

Введение. Разработан автодинный радиолокационный датчик для использования в автоматизированной системе роспуска вагонов, способный проводить дистанционный контроль наличия подвижного состава на железнодорожных горках и стрелках и контроль скорости отцепов при прохождении тормозной позиции. В настоящее время каждое из этих заданий решается отдельными датчиками, оптического и радиотехнического типа действия разработки 70-80 лет прошлого века, технический уровень которых не отвечает современным требованиям.

Современные системы безопасности и контроля движения должны давать более полную информацию о движении подвижного состава, особенно в сложных погодных условиях. Дополнительно к традиционным они должны выполнять следующие функции:

- контроль занятости железнодорожных путей и стрелок вагонами разного типа;
- измерение скорости движения отцепа во время входа и выхода из зоны торможения;
- контроль непроизвольной расцепки вагонов;
- способность идентифицировать разные типы подвижного состава.

В наибольшей мере этим требованиям отвечают измерительные системы радиолокационного типа действия.

Рассмотрение вариантов построения радиолокационных датчиков такого назначения, и анализ современных достижений, в отраслях полупроводниковой электроники сверхвысоких частот и методов и средств цифровой обработки радиолокационных сигналов стали основанием для вывода о возможности разработки радиолокационных датчиков нового типа и созданию их в виде экспериментальных образцов.

Общие сведения. Главной особенностью разработанного радиолокационного датчика является применение в нем автодинного приемо-передающего устройства (ППУ) с линейной модуляцией частоты, внутренним детектированием, цифровым управлением и спектральной обработкой сигналов. Это позволило получить новые качества, которые не реализуются как в датчиках, которые серийно выпускаются [1], так и описанных в литературе автодинных локаторах [2]. Применение автодинного режима с внутренним детектированием позволило упростить конструкцию, уменьшить габариты и повысить надежность ППУ и всего датчика [3]. Технические возможности радиолокационного датчика являются такими, что в зависимости от необходимости он обеспечивает контроль занятости железнодорожной стрелки (режим “датчик занятости”) или измерение скорости движения отцепа во время входа и выхода из зоны торможения (режим “датчик скорости”). При замене антенной системы на антенну с более широкой диаграммой направленности такие датчики могут выполнять также функцию контроля занятости железнодорожных переездов.

Датчик может функционировать в двух режимах: линейной частотной модуляции (ЛЧМ) или одночастотной непрерывной генерации. Режим ЛЧМ используется в режиме «датчик занятости». Режим одночастотной непрерывной генерации используется при работе датчика в режиме «датчик скорости». Переключение между режимами и настройка параметров датчика может осуществляться дистанционно с поста управления по двух

проводному интерфейсу RS485 с использованием протокола MODBUS. Управление обменом информацией с постом управления, формирование зондирующего сигнала, сбор и обработку данных выполняет цифровой сигнальный процессор. Общий вид радиолокационного датчика приведен на рис.1.



Рис. 1. Общий вид радиолокационного датчика

После проведения всесторонних лабораторных испытаний радиолокационного датчика, был проведен цикл натурных испытаний на механизированной сортировочной горке. Целью испытаний была проверка надежности функционирования датчика в режимах «датчик занятости» и «датчик скорости» при выявлении разных типов подвижного состава. Для проведения испытаний было подготовлено технологическое оборудование в состав которого входил персональный компьютер, который использовался для сравнительного анализа сигналов, поступающих от радиолокационного датчика занятости и фотоэлектронного датчика занятости. Фотоэлектронный датчик занятости является основным устройством контроля прохождения подвижного состава на механизированных сортировочных горках. Сигнал, который формируется этим датчиком, блокирует переключение стрелки. Сигнал блокировки стрелки подавался на аппаратуру сравнительного анализа. Сравнительные измерения сигналов радиолокационного и фотоэлектронного датчиков занятости дают возможность сделать вывод о пригодности радиолокационного датчика как устройства контроля подвижного состава.

При функционировании датчика в режиме «датчик занятости» принято условное разделение пространства между датчиком и уголкового отражателем на 3 пространственных зоны (Рис.2).

1. Неконтролируемая зона (1). Введение этой зоны необходимо для предотвращения ошибочных срабатываний, которые возникают в случае намокания или обледенения линзовой антенны, или попадания малоразмерных объектов (насекомые, птицы), в диаграмму направленности антенной системы вблизи датчика. Измерение уровня отраженного сигнала в этой зоне проводится, но исключается из рассмотрения при принятии решения о занятости пути.

2. Зона ответственности (2) располагается между зоной 1 и зоной уголкового отражателя. Увеличение уровня отраженного сигнала в этой зоне выше уровня срабатывания, интерпретируется как наличие подвижного состава на железнодорожной стрелке.

3. Зона уголкового отражателя (3). Информация об уровне сигнала в этой зоне используется для самотестирования датчика при отсутствии подвижного состава в зоне ответственности.

Схема расположения датчика на железнодорожной стрелке и распределение пространственных зон датчика в режиме «датчик занятости» показанна на рис. 2.

Решение о выдаче сигнала занятости стрелки принимается на основании данных об уровнях сигналов отраженных от объектов, которые находятся во 2-й зоне и уголкового отражателя в 3-й зоне.

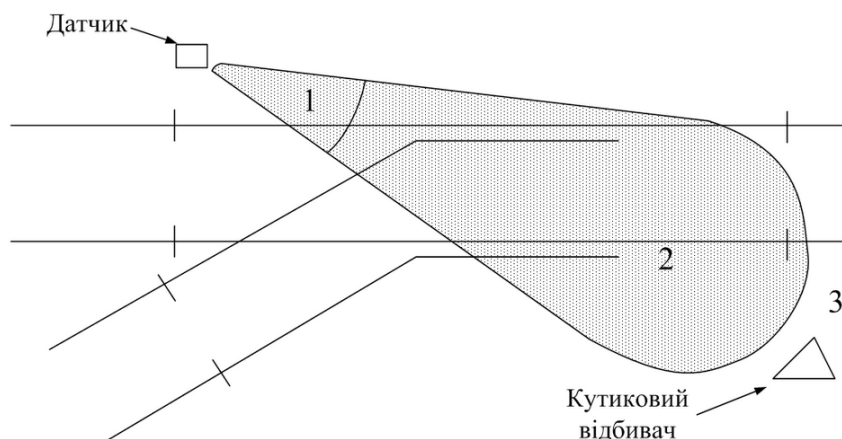


Рис. 2. Схема расположения автодинного датчика на железнодорожной стрелке

В соответствии с назначением радиолокационный датчик имеет такие характеристики:

1. Центральная частота	36,5 ГГц
2. Диапазон перестройки частоты	500МГц
3. Дальность действия в режиме “датчик занятости”	15м
4. Дальность действия в режиме “датчик скорости”	25м
5. Разрешающая способность по дальности не хуже	1м
6. Диапазон измеряемых скоростей	0,5–35км/ч
7. Средняя излучаемая мощность СВЧ, не более	0,02 Вт
8. Дальность действия управления по каналу RS485	1200м
9. Зона обзора из азимуту	15 град
10. Масса	0,7 кг
11. Габаритные размеры (диаметр/длина)	92/170мм
12. Напряжение питания	12В
13. Потребляемая мощность	10Вт

Заключение. Приведены результаты создания относительно не дорогих автодинных радиолокационных датчиков, предназначенных для дистанционного контроля занятости пути и скорости железнодорожных вагонов на территориях сортировочных горок в сложных погодных условиях. Датчик оборудован системой дистанционного управления и передачи радиолокационной и сервисной информации на диспетчерский пункт.

Литература.

- [1] Кузнецов Ю.Н., Михайлов Л.Ф., Париков В.А. и др. Радиолокационный измеритель скорости железнодорожных вагонов на сортировочных горках // Электронная техника. Сэр. Электроника СВЧ.- 1982.- №7.- С. 56-58.
- [2] Бузыкин В.Т., Носков В.Я. Автодины. Области применения и перспективы развития // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Сб. научных трудов.-Харьков: ИРЭ АН Украины.-1991.-С. 38-47.
- [3] А.В. Варавин, А.С.Васильев, Г.П. Ермак, И.В.Попов Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде Ганна с внутренним детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты.-Радиофизика и электроника, Сб.науч.тр., Харьков.-т.13.-№3.-2008, стр. 546-551.